

LEANDRO SCHWARZ

**PROPOSTA DE UM SISTEMA TELEMÉTRICO PARA
AQUISIÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS**

FLORIANÓPOLIS

2007

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROPOSTA DE UM SISTEMA TELEMÉTRICO PARA
AQUISIÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS**

**Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.**

LEANDRO SCHWARZ

Florianópolis, agosto de 2007.

PROPOSTA DE UM SISTEMA TELEMÉTRICO PARA AQUISIÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS

LEANDRO SCHWARZ

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Engenharia Biomédica*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

**Prof. José Marino Neto, Dr.
Orientador**

**Profa. Kátia Campos de Almeida, Ph.D.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

Banca Examinadora:

Prof. José Marino Neto, Dr.
Presidente

Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.
Co-orientador

Prof. Noé Gomes Borges Jr, D.Sc.

Prof. Fernando Mendes de Azevedo, D.Sc.

Prof. Renato Garcia Ojeda, Dr.

AGRADECIMENTOS

À Deus que me concedeu saúde, força, inteligência, motivação para a realização desse trabalho;

Aos meus orientadores pelo incentivo e por acreditarem no meu trabalho;

Aos meus pais Gaston e Jane por tudo;

À Arline Cybelle por sempre permanecer ao meu lado nos momentos de dúvida e nas dificuldades;

Aos meus sogros Josias e Malvina e ao meu cunhado Josuel pelo apoio e por me fazer sentir sempre parte da família;

Aos demais familiares pelo apoio;

Aos amigos Daniele Honório, Dijeane Honório, Marcelo Gazapina, Luciano Moura e Guilherme Casarotto pela amizade de vários anos;

Aos colegas e amigos do laboratório de instrumentação biomédica: João Baggio, Francisco Paim, Daniel Kolm, Ricardo Bose, Pedro Giassi, Rodrigo Correa e Samir Bonho, pelos conhecimentos adquiridos nessa área;

Aos colegas de mestrado: Edvaldo Ruas, Daniel Marinho, Mário Oliveira, Priscila Avelar, Fernando Sonego, César Jahnecke, George Mendonça e Felipe Santos pela convivência e amizade durante estes anos;

Aos colegas do laboratório de bioengenharia: Alexandre Hoeller, Tiago Santos, Marcelo Duzzioni, Fernando Rauh, Cristiane Menegueli, Graziela Klein, Aline Kneper e Luciana Rodrigues, pelo interesse e apoio no trabalho;

Aos colegas do projeto FINEP: Vander Vigolo, Geovani Scolaro e Márcio Beppler pelas consultorias em programação orientada à objetos;

Às funcionárias do IEB: Bia e Aline, pela pronta resolução de situações burocráticas; Aos demais colegas do IEB: Miguel Sovierzoski, Daniela Suzuki, Viviane Palodeto, Daiana Petry, Juliano Leite e Luciano Moraes, pelas oportunidades e conselhos fornecidos.

PUBLICAÇÕES

SCHWARZ, L.; PAIM, F. C. A.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO NETO, J.; MARQUES, J. L. B. *Proposal of a PPG Transducer for Monitoring Vital Signals of Patients in Cardiopulmonary Rehabilitation Programs*. In: *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering 2006*, 2006, Seoul - Korea. *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering 2006*, 2006. p. 732-735.

SCHWARZ, L.; SOVIERZOSKI, M. A.; JAHNECKE, C. A. N.; SANTOS, F. C.; GIASSI-JUNIOR, P.; MARINO NETO, J.; MARQUES, J. L. B. *Proposta de um Sistema de Telemetria de Sinais de Pacientes em Programas de Reabilitação Cardiovascular e Cardiopulmonar*. In: *X Congresso Brasileiro de Informática em Saúde*, 2006, Florianópolis. *X Congresso Brasileiro de Informática em Saúde*, 2006. p. 1115-1120.

SCHWARZ, L.; PAIM, F. C. A.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO NETO, J.; MARQUES, J. L. B. *Proposta de um Sistema para Monitoração de Sinais de PPG em Programas de Reabilitação Cardiopulmonar*. In: *XX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica e II Congresso Brasileiro de Engenharia Clínica*, 2006, São Pedro. *XX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica e II Congresso Brasileiro de Engenharia Clínica*, 2006. p. 1316-1319.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PROPOSTA DE UM SISTEMA TELEMÉTRICO PARA AQUISIÇÃO DE SINAIS FISIOLÓGICOS

Leandro Schwarz

08/2007

Orientador: José Marino Neto, D.Sc.

Co-orientador: Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Área de Concentração: Engenharia Biomédica

Palavras-chave: Eletrocardiografia, Fotopletismografia, Telemetria, Reabilitação Cardiovascular.

Número de Páginas: 117

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação de um sistema de telemetria de sinais de eletrocardiografia e fotopletismografia para uso, principalmente, em programas de reabilitação cardiopulmonar. O sistema desenvolvido é composto por dois tipos de estações. O primeiro tipo de estação, denominada estação portátil, é responsável pela transdução, pelo condicionamento e pela aquisição de três sinais fotopletismográficos em diferentes comprimentos de onda, pelo condicionamento, pela aquisição de sinais de duas derivações configuráveis de sinal de eletrocardiografia e pela transmissão dos sinais via radiofrequência no protocolo IEEE 802.15.4. O segundo tipo de estação, denominada estação rádio-base, gerencia a rede de comunicação de dados com as estações portáteis e transmite os dados recebidos pelo transceptor de rádio para um computador via interface USB. A estação portátil é configurável, podendo o operador alterar *on-line* alguns parâmetros do sistema (frequência de amostragem e resolução dos dados digitalizados), possibilitando uma melhor utilização da banda de transmissão do rádio. Este sistema auxilia os profissionais da área da saúde, responsáveis pela sessão de reabilitação cardiopulmonar, no acompanhamento e na avaliação de parâmetros fisiológicos dos pacientes durante o exercício físico.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electric Engineering.

PROPOSAL OF A TELEMETRIC SYSTEM FOR ACQUISITION OF FIOIOLOGICAL SIGNALS

Leandro Schwarz

08/2007

Supervisor: José Marino Neto, D.Sc.

Co-Supervisor: Jefferson Luiz Brum Marques, Ph.D.

Area: Biomedical Engineering

Keywords: Electrocardiography, Photoplethysmography, Telemetry, Cardiovascular Rehabilitation.

Number of Pages: 117

The presentwork describes the development and implementation of a electrocardiography and photoplethysmography signals telemetric system for use in cardiopulmonary rehabilitation programs. The sistem is composed of two types of stations. The firts type, named portable station, is responsible for the transdution, the conditioning and the acquisition of three photoplethysmographic signals in different wavelenghts, the conditioning, the acquisition of two configurable electrocardiophic leads and for the data transmission via radiofrequency in the IEEE 802.15.4 protocol. The second type, called radio-base station, manages the data communication network ans transmits the data received from the radio transceptor to a computer via USB interface. The system operator is able to alter on-line some parameters os the portable stations (sample frequency and digital signal resolution), in order to optimize the radio transmission band. This system aids the healthcare professionals to monitor and evaluate the patient's physiological parameters during physical exercise.

Sumário

LISTA DE FIGURAS	xiv
LISTA DE TABELAS	xxii
LISTA DE ABREVIATURAS	xxiii
GLOSSÁRIO	xxv
1 Introdução	1
1.1 Histórico da Linha de Pesquisa no IEB-UFSC	1
1.2 Motivação	2
1.3 Justificativa	3
1.4 Objetivo Geral	3
1.5 Objetivos Específicos	3
1.6 Trabalho Proposto	4
1.7 Comitê de Ética	5
1.8 Metodologia de Trabalho	5

2	Fundamentação Teórica	6
2.1	Reabilitação Cardiovascular	6
2.2	Eletrocardiografia	8
2.2.1	Sistema de Derivações	9
2.2.2	Relações Matemáticas Entre as Derivações	11
2.2.3	Morfologia do Sinal Eletrocardiográfico	11
2.2.4	Descritores Morfológicos do Sinal Eletrocardiográfico	13
2.3	Pletismografia	15
2.3.1	Fotopletismografia	16
2.3.2	Cálculo da Frequência Cardíaca	21
2.3.3	Cálculo da Saturação de Oxigênio	21
2.3.4	Cálculo da Pressão Arterial Não-Invasiva	22
2.4	Erro de Quantização da Conversão Analógica-Digital	22
2.5	Rede de Comunicação de Dados	23
2.5.1	Área de Abrangência	23
2.5.2	Topologia de Redes de Comunicação de Dados	24
2.5.3	Protocolos de Comunicação em Radiofrequência	24
2.6	Sistemas Comerciais de Biotelemetria	29
2.6.1	<i>Alive Heart Monitor</i> da Alive Technologies	31
2.6.2	<i>Alive Pulse Oximeter</i> da Alive Technologies	31

2.6.3	K4b2 da Cosmed	32
2.6.4	Q-Tel da Quinton	32
3	Materiais e Métodos	33
3.1	Estação Portátil	33
3.1.1	Alimentação dos Circuitos	34
3.1.2	Transdutor Fotopletismográfico	37
3.1.3	Módulo de Controle dos LEDs	39
3.1.4	Condicionamento do Sinal Fotopletismográfico	42
3.1.5	Condicionamento do Sinal Eletrocardiográfico	48
3.1.6	Módulo de Aquisição, Processamento e Transmissão dos Sinais	57
3.2	Estação Rádio-Base	60
3.2.1	Módulo de Rádio Transceptor	62
3.2.2	Microcontrolador	62
3.2.3	Módulo da USB	62
3.3	Rede de Comunicação de Dados	62
3.3.1	Aquisição de Dados	66
3.3.2	Protocolo de Transmissão	68
4	Resultados	73
4.1	Validação Através de Simulações	73
4.1.1	Filtro Passa-Baixas do Sinal de Fotopletismografia	73

4.1.2	Filtro Passa-Altas do Sinal de Eletrocardiografia	75
4.1.3	Filtro Passa-Baixas do Sinal de Eletrocardiografia	75
4.2	<i>Design</i> das Placas de Circuito Impresso	76
4.2.1	Estação Portátil	77
4.2.2	Estação Rádio-Base	78
4.3	Testes de Bancada	80
4.3.1	Tempos de Acionamento e Aquisição do Sistema de PPG	80
4.3.2	Resposta em Frequência dos Filtros	84
4.3.3	Levantamento de Consumo de Energia do Sistema	86
4.4	Conversão Analógico-Digital	87
4.5	Rede de Comunicação de Dados	89
4.5.1	Teste de Alcance	89
4.5.2	Tempo para Transmissão do <i>Frame</i> de Dados	89
4.5.3	Utilização da Banda de Transmissão	89
4.6	Visualização dos Sinais Recebidos	91
4.7	Alterações no Projeto	92
4.7.1	Circuitos de Alimentação da Estação Portátil	92
4.7.2	Circuitos de Alimentação da Estação Rádio-Base	93
4.7.3	Amplificador de Ganho Ajustável do PPG	93

6	Conclusões	99
	Referências Bibliográficas	101
A	Ficha Técnica	116

Lista de Figuras

1.1	Estrutura do sistema de telemetria de sinais fisiológicos. A estação rádio-base se comunica com as estações portáteis para receber os sinais fisiológicos.	4
2.1	Sistema de derivações idealizado por Einthoven. (1) Representação visual das formas de onda. (2) Representação triangular das derivações bipolares de Einthoven. (3) Representação vetorial das derivações bipolares de Einthoven. (DESPOPOULOS; SILBERNAGL, 2003).	9
2.2	Sistema de derivações idealizado por Wilson. (1) Eletrodos posicionados no peito e o terminal central conectando os membros. (2) Detalhe do posicionamento dos eletrodos no peito. Modificado de Despopoulos e Silbernagl (2003).	10
2.3	Sistema de derivações idealizado por Goldberger. (1) Exemplo da obtenção da derivação aVR pela desconexão do eletrodo do braço direito. (2) Triângulo demonstrando a forma de obtenção das derivações aumentadas. Modificado de Despopoulos e Silbernagl (2003).	10
2.4	Morfologia do sinal de eletrocardiografia e suas principais constituintes. Modificado de Despopoulos e Silbernagl (2003).	12
2.5	Curvas de absorção da hemoglobina oxigenada (HbO ₂) e hemoglobina desoxigenada (Hb). Modificado de Moyle (1994).	20

2.6	Abrangência das redes de comunicação de dados.	23
2.7	Topologias usuais em redes de comunicação sem fio.	25
(a)	Estrela	25
(b)	<i>Fully Connected</i>	25
(c)	Árvore	25
(d)	<i>Mesh</i>	25
2.8	Exemplo de auto-cura em redes ZigBee. Modificado de CONTROL 4 (2007)	29
(a)	Rede desligada	29
(b)	Rede formada	29
(c)	Caminho formado	29
(d)	Caminho interrompido	29
(e)	Caminho reconstituído	29
2.9	Máxima expansão de uma rede ZigBee (MAXSTREAM, 2007).	30
2.10	<i>Alive Heart Monitor</i> da Alive Technologies.	31
2.11	<i>Alive Pulse Oximeter</i> da Alive Technologies.	31
2.12	<i>K4b2</i> da Cosmed.	32
2.13	<i>Q-Tel</i> da Quinton.	32
3.1	Diagrama de blocos resumido da estação portátil.	34
3.2	Diagrama em blocos das fontes de alimentação do circuito.	34
3.3	Configuração do conversor <i>buck</i> recomendada no <i>datasheet</i> do fabricante.	
	Quatro componentes externos são necessários.	35

3.4	Diagrama esquemático dos conversores CC-CC <i>buck</i> e <i>boost</i> implementados.	36
3.5	Diagrama esquemático do conversor CC-CC inversor.	37
3.6	Diagramas de radiação e espalhamento espectral do TLMK3302. Modificado do <i>datasheet</i> do componente.	38
(a)	Diagrama de Radiação Normalizado	38
(b)	Diagrama de Espalhamento Espectral Normalizado	38
3.7	Diagrama esquemático interno do OPT101. Extraído do <i>datasheet</i> do componente.	38
3.8	Diagrama esquemático do transdutor fotopletismográfico	39
3.9	Circuito translador de nível de tensão conectado ao <i>port 0</i> do microcontrolador.	40
3.10	Diagrama esquemático do chaveamento dos LEDs e controle da fonte de corrente.	41
3.11	Diagrama em blocos do condicionamento do sinal fotopletismográfico. . . .	42
3.12	Diagrama esquemático do circuito amostrador do sinal fotopletismográfico.	42
3.13	Gabarito do filtro passa-baixas para o sinal de fotopletismografia.	43
3.14	Esquemático do filtro passa-baixas projetado para o condicionamento do sinal de PPG.	47
3.15	Diagrama esquemático do amplificador de ganho ajustável do sinal de PPG.	48
3.16	Diagrama em blocos do condicionamento do sinal eletrocardiográfico. . . .	49
3.17	Circuito de seleção de derivações do sinal de ECG.	49
(a)	Diagrama esquemático	49
(b)	Configuração de <i>jumper</i> s	49

3.18	Diagrama esquemático do amplificador de instrumentação do sinal de ECG.	51
3.19	Diagrama esquemático do filtro passa-altas do sinal de ECG.	53
3.20	Diagrama esquemático do filtro passa-baixas do sinal de ECG.	54
3.21	Diagrama esquemático do estágio de ganho fixo adicional.	55
3.22	Referência de tensão para o amplificador somador não-inversor.	56
3.23	Diagrama esquemático do amplificador somador não-inversor.	56
3.24	Diagrama esquemático do amplificador de perna direita.	57
3.25	Diagrama esquemático do microcontrolador da estação portátil.	58
3.26	Diagrama esquemático dos LEDs de informação do sistema.	59
3.27	Circuito de limitação da tensão das entradas analógicas, chave de <i>hardware</i> e resistores de <i>pull-up</i>	60
3.28	Módulo de rádio e circuito de <i>Download Serial</i> na estação portátil.	61
3.29	Diagrama esquemático do módulo de rádio transceptor da estação rádio-base.	63
3.30	Diagrama esquemático do microcontrolador da estação rádio-base.	64
3.31	Diagrama esquemático dos pontos de acesso ao microcontrolador da estação rádio-base.	65
3.32	Diagrama esquemático do módulo USB na estação rádio-base.	65
3.33	Estrutura física e temporal do pacote de aquisição de dados.	67
(a)	Estrutura do pacote de aquisição de dados no tempo	67
(b)	Formação física do pacote de aquisição de dados	67
3.34	Estrutura do <i>frame</i> de estado. Extraído do <i>datasheet</i> do fabricante.	70

3.35	Estrutura do <i>frame</i> de comando AT. Extraído do <i>datasheet</i> do fabricante. . .	70
3.36	Estrutura do <i>frame</i> de resposta a um comando AT. Extraído do <i>datasheet</i> do fabricante.	71
3.37	Estrutura do <i>frame</i> de transmissão. Extraído do <i>datasheet</i> do fabricante. . .	71
3.38	Estrutura do <i>frame</i> de estado da transmissão. Extraído do <i>datasheet</i> do fabricante.	71
3.39	Estrutura do <i>frame</i> de dados recebidos. Extraído do <i>datasheet</i> do fabricante.	71
4.1	Diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do PPG utilizando componentes ideais.	74
(a)	Diagrama de Magnitude	74
(b)	Diagrama de Fase	74
4.2	Variação nos diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do PPG devido à tolerância dos capacitores (5%) e resistores.	74
(a)	Diagrama de Magnitude (5%)	74
(b)	Diagrama de Fase (5%)	74
(c)	Diagrama de Magnitude (1%)	74
(d)	Diagrama de Fase (1%)	74
4.3	Diagramas de resposta em frequência do filtro passa-altas do ECG.	75
(a)	Diagrama de Magnitude	75
(b)	Diagrama de Fase	75
4.4	Variação nos diagramas de resposta em frequência do filtro passa-altas do ECG devido à tolerância dos capacitores (5%) e resistores.	76

(a)	Diagrama de Magnitude (5%)	76
(b)	Diagrama de Fase (5%)	76
(c)	Diagrama de Magnitude (1%)	76
(d)	Diagrama de Fase (1%)	76
4.5	Diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do ECG.	76
(a)	Diagrama de Magnitude	76
(b)	Diagrama de Fase	76
4.6	Variação nos diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do ECG devido à tolerância dos capacitores (5%) e resistores.	77
(a)	Diagrama de Magnitude (5%)	77
(b)	Diagrama de Fase (5%)	77
(c)	Diagrama de Magnitude (1%)	77
(d)	Diagrama de Fase (1%)	77
4.7	<i>Layout</i> da placa de circuito impresso da estação portátil.	78
(a)	Lado dos Componentes	78
(b)	Lado de Solda	78
4.8	<i>Layout</i> da placa de circuito impresso da estação rádio-base.	79
(a)	Lado dos Componentes	79
(b)	Lado de Solda	79
4.9	Aspecto final da estação rádio-base.	79

4.10	Diagrama de tempos dos circuitos de acionamento e aquisição dos canais de fotopletismografia.	80
4.11	Tempo de subida e tempo de descida do <i>port</i> 0 do microcontrolador.	81
4.12	Tempo de reação do translador de nível com LM324.	82
4.13	Acionamento dos transistores.	82
4.14	Habilitação da fonte de corrente e acionamento dos LEDs 1, 2 e 3.	83
4.15	Habilitação da fonte de corrente e corrente nos LEDs.	84
4.16	Sinal de condução do LED 1, 2 e 3 e a saída do transdutor.	84
4.17	Comando do <i>sample-and-hold</i> em relação à saída do transdutor.	85
4.18	Resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de aquisição do sinal fotopletismográfico.	85
4.19	Resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de aquisição do sinal eletrocardiográfico.	86
4.20	Resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de aquisição do sinal eletrocardiográfico.	86
4.21	Efeito da quantização sobre o sinal eletrocardiográfico na janela de 200 <i>pixels</i> de altura.	88
(a)	Sinal em 12 <i>bits</i>	88
(b)	Sinal em 10 <i>bits</i>	88
(c)	Sinal em 8 <i>bits</i>	88
(d)	Sinal em 6 <i>bits</i>	88
(e)	Sinal em 5 <i>bits</i>	88

(f) Sinal em 4 <i>bits</i>	88
4.22 Tempo para transmissão do <i>frame</i> pela interface UART Serial.	90
4.23 Capacidade teórica do sistema quanto à resolução, frequência de amostragem e número de canais.	91
4.24 Formas de onda dos sinais visualizadas no protótipo de <i>software</i> em janelas gráficas com resolução de 200 x 800 <i>pixels</i>	92
4.25 Efeito da quantização sobre o sinal eletrocardiográfico (continua na figura 4.26).	94
4.26 Efeito da quantização sobre o sinal eletrocardiográfico (continuação da figura 4.25).	95

Lista de Tabelas

3.1	Características elétricas e ópticas dos LEDs	38
3.2	Características do microcontrolador ADuC841BSZ62-3.	57
3.3	Características dos módulos XBee e XBee PRO.	60
3.4	Lista de comandos.	69
4.1	Ruído de quantização de conversão analógico-digital.	87
4.2	Capacidade máxima teórica de estações portáteis no sistema.	91
A.1	Ficha técnica da estação rádio-base.	116
A.2	Ficha técnica da estação portátil.	117

Lista de Abreviaturas

bps	<i>bits</i> por segundo
bpm	Batimentos por Minuto
CDS-UFSC	Centro de Desportos da UFSC
CEFID-UDESC	Centro de Ciências da Saúde e do Esporte da UDESC
CEP-UFSC	Comitê de Ética em Pesquisa com Seres Humanos da UFSC
CRC	<i>Cyclic Redundancy Check</i> - Verificação por Redundância Cíclica
ECG	<i>Electrocardiography</i> - Eletrocardiografia
FC	Frequência Cardíaca
FIFO	<i>First In First Out</i> - Fila de Dados
FIR	<i>Finite Impulse Response</i> - Resposta Finita ao Impulso
IAM	Infarto Agudo do Miocárdio
IEB-UFSC	Instituto de Engenharia Biomédica da UFSC
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i> - Resposta Infinita ao Impulso
IrDA	<i>Infrared Data Association</i>

LED	<i>Light Emitting Diode</i> - Diodo Emissor de Luz
LSB	<i>Least Significant Bit</i> - Bit Menos Significativo
MSB	<i>Most Significant Bit</i> - Bit Mais Significativo
PPG	<i>Photoplethysmography</i> - Fotopletismografia
PRC	Programa de Reabilitação Cardiovascular
SMD	<i>Surface-Mount Devices</i> - Dispositivos de Montagem em Superfície
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

Glossário

artefato de ambiente - Ruído causado por fontes externas de luz. Os artefatos de ambiente ocorrem pois os fotorreceptores produzem sinais elétricos quando a luz os atinge, não sendo capazes de identificar e separar os comprimentos de onda individualmente.

artefato de movimento - Ruído causado pela variação do acoplamento óptico entre o emissor de luz e o fotorreceptor, causado pela inércia do transdutor em relação ao paciente, quando submetido a uma aceleração.

espalhamento espectral - Fenômeno caracterizado pela separação dos comprimentos de onda formadores de uma fonte de luz não monocromática quando esta sofre uma mudança de meio de propagação. Normalmente associado com a mudança diferente de ângulo de propagação de cada um dos comprimentos de onda.

espectro espalhado - Técnica na qual a energia gerada em uma ou mais frequências discretas é deliberadamente espalhada no tempo ou no domínio da frequência. Pode ser utilizada para o estabelecimento de comunicação segura, para prevenção de detecção ou para aumentar a resistência à interferências naturais.

frame - Em redes de computadores, um *frame* é um pacote de dados de tamanho fixo ou variável codificado segundo um protocolo para transmissão digital.

ponto isobético - Comprimento de onda no qual a absorção da luz de dois solutos diferentes apresentam a mesma intensidade.

ponto-a-ponto - Topologia de redes de comunicação onde um dispositivo se comunica a um outro dispositivo diretamente, sem passagem por outros dispositivos da rede.

ponto-a-multiponto - Topologia de redes de comunicação onde um dispositivo se comunica a vários outros dispositivos diretamente.

peer-to-peer - Topologia de redes de comunicação onde um dispositivo se comunica a outro dispositivo, passando por outros dispositivos da rede.

Capítulo 1

Introdução

Nous cherchons d'autre conditions pour n'entendre l'usage des nôtres et sortons hors de nous pour ne savoir quel il y fait. Si avons-nous beau monter sur des échasses, car sur des échasses, encore faut-il marcher de nos jambes, et au plus élevé trône du monde, si nous ne sommes assis que sur notre cul.

Michel Eyquem de Montaigne (1533 - 1592)

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema de aquisição de sinais fisiológicos (eletrocardiografia e fotopletismografia) e transmissão via radiofrequência. O foco principal do trabalho é voltado para o uso do sistema em programas de reabilitação cardiovascular.

1.1 Histórico da Linha de Pesquisa no IEB-UFSC

Dentre as linhas de pesquisa do Instituto de Engenharia Biomédica da UFSC, diversos trabalhos foram realizados objetivando o estudo da morfologia e detecção automática de padrões no sinal eletrocardiográfico e a transmissão de sinais fisiológicos via redes de comunicação com e sem fio.

Okamoto e Marques (1998) estudaram os registros ortogonais bipolares visando reduzir artefatos em ECG de alta resolução através de técnicas de filtragem adaptativa, que resultou em um *software* para análise de sinais de ECG de alta resolução (OKAMOTO; MARQUES, 1999). A correlação entre a variabilidade da frequência cardíaca e a detecção de neuropatias autônomas também foram observadas em trabalhos anteriores (CUSATIS; MARQUES, 1998a), resultando no desenvolvimento de uma *toolbox* (CUSATIS; MARQUES, 1998b) e originando um programa aplicativo em *software* (CUSATIS;

MARQUES, 1999). Mais estudos sobre variabilidade da frequência cardíaca e as disfunções autonômicas também foram feitos por Ogliari *et al.* (1999a, 1999b) e Montello *et al.* (1998), este último, resultando em um sistema especialista para a predição de complicações cardiovasculares em pacientes diabéticos (MONTELLO *et al.*, 2001a, 2001b). A análise não linear da variabilidade da frequência cardíaca também foi utilizada para este fim por Montero e Marques (2001), levando ao desenvolvimento de um *software* para análise das modificações no sinal eletrocardiográfico, causadas por hipoglicemia (IAIONE; MARQUES, 2002).

Estudos sobre a detecção de hipoglicemia de pacientes através da análise da repolarização ventricular no ECG foram publicados por Garcia e Marques (2001a, 2001b, 2002a, 2002b, 2002c) e Garcia *et al.* (2004). A variabilidade do intervalo QT foi alvo do estudo de Marques *et al.* (2005), Petry e Marques (2005), Petry *et al.* (2006) e Palodeto e Marques (2005), resultando em *softwares* registrados.

O estudo em telemetria de sinais bioelétricos no Instituto de Engenharia Biomédica da UFSC teve início com Bertemes *et al.* (1997), sendo continuado por Pizarro *et al.* (2001). Martincoski e Moraes (2002) iniciaram estudos na transmissão de sinais bioelétricos via radiofrequência no protocolo Bluetooth, desde então, grande ênfase tem sido dada a esta tecnologia no IEB-UFSC. A aquisição de sinais de pacientes cardiopatas durante a sessão de reabilitação cardíaca foi feita por Paim *et al.* (2004), com a transmissão de um canal de eletrocardiografia e um canal de fotopletismografia via radiofrequência. O envio de sinais eletrocardiográficos pela internet foi implementada por Bonho *et al.* (2006a, 2006b, 2006c), tendo continuidade no trabalho de Kolm *et al.* (2006b), o qual também realizou a transmissão de sinais bioelétricos usando o protocolo Bluetooth (KOLM *et al.*, 2006a). A transmissão de sinais fisiológicos de dispositivos implantados em animais foi realizada por Giassi-Jr *et al.* (2006), em parceria com Leite *et al.* (2006a, 2006b), utilizando comunicação em infra-vermelho no protocolo IrDA. Estes trabalhos proporcionaram a implementação de um sistema de telemetria de sinais fisiológicos baseado no protocolo IEEE 802.15.4 (SCHWARZ *et al.*, 2006a, 2006b, 2006c), o qual é o objeto deste trabalho.

1.2 Motivação

A importância da aquisição dos sinais de fotopletismografia (PPG) e eletrocardiografia (ECG) para a monitoração das condições fisiológicas de pacientes em programas de reabilitação cardiovascular (PRCs), bem como a análise *on-line* e o armazenamento de suas variações no decorrer da sessão de reabilitação é citada em trabalhos anteriores, (PAIM, 2005) e (CORREA, 2005). Este trabalho

foi motivado pela necessidade dos programas de reabilitação cardiovascular, tais como o Programa de Prevenção e Reabilitação de Doenças Crônico-Degenerativas da UDESC (CEFID-UDESC) e o Programa de Prevenção e Reabilitação Cardiovascular da UFSC (CDS-UFSC), em realizar um monitoramento *on-line* das condições fisiológicas dos pacientes durante a sessão de exercícios físicos.

Para realizar tal monitoramento e possibilitar mais conforto e segurança aos pacientes, foi desenvolvido um sistema portátil de telemetria de sinais eletrocardiográficos e fotopletismográficos para uso pelos pacientes durante a sessão de exercícios.

1.3 Justificativa

O monitoramento *on-line* de sinais vitais de pacientes cardiopatas, durante o exercício físico, é necessário para avaliar as condições físicas e fisiológicas do paciente, agindo como uma importante ferramenta no processo de reabilitação, evitando níveis desconfortáveis e potencialmente inseguros da sobrecarga de exercícios físicos no sistema cardiovascular. Também promove a melhoria na qualidade de vida e o aumento na longevidade de pacientes cardiopatas.

A monitorização de múltiplos sinais eletrocardiográficos e fotopletismográficos simultaneamente possibilita a extração de um maior número de parâmetros fisiológicos a serem observados durante a sessão de reabilitação cardiovascular.

1.4 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema de aquisição telemétrico de sinais fisiológicos de pacientes em programas de reabilitação cardiovascular.

1.5 Objetivos Específicos

Para cumprir o objetivo geral, faz-se necessário o atendimento dos seguintes objetivos específicos:

1. Implementar soluções para a transdução, o condicionamento e a aquisição de sinal de fotopletismografia de 3 LEDs;

2. Implementar soluções para o condicionamento e a aquisição de duas derivações do sinal de eletrocardiografia de monitoração;
3. Implementar soluções para a transmissão *wireless* de sinais fisiológicos;
4. Implementar soluções para a transmissão dos sinais fisiológicos para o computador;
5. Desenvolver um protocolo de comunicação bidirecional entre os módulos envolvidos, permitindo alteração de parâmetros durante a operação do sistema.

1.6 Trabalho Proposto

O presente trabalho visa implementar um sistema de telemetria de dois sinais eletrocardiográficos e três sinais fotopletismográficos de múltiplos pacientes de uma sessão de reabilitação cardiovascular.

Estações portáteis de telemetria em cada paciente realizam a aquisição, o condicionamento, a digitalização e a transmissão dos sinais de eletrocardiografia e fotopletismografia. Uma estação rádio-base acoplada a um computador portátil, via interface USB, realiza o gerenciamento da comunicação entre as estações portáteis, de forma a permitir que até quatro pacientes sejam monitorados, como ilustrado na **figura 1.1**.

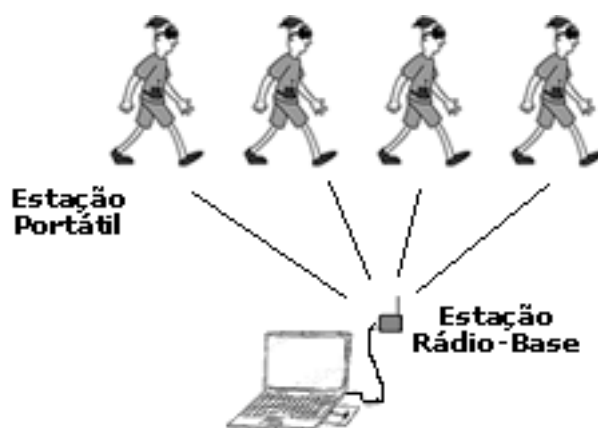


Figura 1.1: Estrutura do sistema de telemetria de sinais fisiológicos. A estação rádio-base se comunica com as estações portáteis para receber os sinais fisiológicos.

1.7 Comitê de Ética

Foi submetido um projeto para o comitê de ética em pesquisa em seres humanos da UFSC (CEP-UFSC), objetivando a permissão para a realização do trabalho, a aquisição e a utilização de sinais de eletrocardiografia e fotopletismografia de seres humanos. O projeto foi protocolado e aprovado sob o número 338/2006.

1.8 Metodologia de Trabalho

O desenvolvimento do trabalho iniciou com a revisão bibliográfica dos principais temas envolvidos: anatomia e fisiologia cardíaca e do sistema circulatório, eletrocardiografia, fotopletismografia, programas de reabilitação cardiovascular e telemetria. Após a revisão, analisou-se os requerimentos necessários ao sistema e as possíveis soluções para viabilizar técnica e economicamente a implementação física do trabalho. Os módulos necessários para o desenvolvimento do sistema foram esboçados individualmente de acordo com os componentes eletrônicos disponíveis comercialmente e seus requerimentos de aplicação. A seguir, as formas de interconectar cada módulo foram avaliadas.

Os módulos foram implementados individualmente nos *softwares* de simulação *DesignSuite 9* (Electronics Workbench - *freeware*) e OrCAD PSpice 9.1 (Cadence - *Demo Version*) e depois simulados em conjunto. Com base no resultado das simulações, selecionou-se as topologias dos circuitos. Em vista da impossibilidade de implementação dos circuitos em matriz de contatos ou em placa de montagem universal, devido ao tamanho reduzido dos componentes e da alta frequência de transmissão do rádio selecionado, optou-se pela implementação do circuito diretamente em placa de circuito impresso.

O primeiro *layout* da placa de circuito impresso foi desenvolvido para permitir fácil acesso aos principais sinais dos circuitos, tais como entradas e saídas de blocos analógicos e sinais do microcontrolador e do transceptor de rádio. Cada bloco do circuito foi montado e testado isoladamente, de forma a identificar possíveis erros no circuito impresso. As versões posteriores do *layout* já não apresentavam estes pontos de acesso, dando-se prioridade para a redução das dimensões da placa e pela melhor disposição dos componentes. Por fim, realizou-se testes de alcance de transmissão entre os módulos e verificação de recebimento de pacotes de dados entre as estações transmissoras, a estação rádio-base e o computador.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

*C'est un des grands malheurs de la France qu'il y ait dans nos assemblées
tant d'hommes politiques. [...] Dans notre siècle, la science est l'âme
de la prospérité des peuples et la source vive de tout progrès.*

Louis Pasteur (1822 - 1895)

2.1 Reabilitação Cardiovascular

A reabilitação cardiovascular é definida pela Organização Mundial da Saúde (OMS) como sendo “o somatório das atividades necessárias para garantir aos pacientes portadores de cardiopatia as melhores condições física, mental e social, de forma que eles consigam, pelo seu próprio esforço, reconquistar uma posição normal na comunidade e levar uma vida ativa e produtiva” (BROWN, 1964 apud MORAES *et al.*, 2005, p. 432).

O interesse no estudo da relação entre a doença cardiovascular e os exercícios físicos data de 1802, tendo como seu precursor Heberden (apud GODOY *et al.*, 1997, p. 270), embora estudos científicos comprovados sobre este assunto tenham sido iniciados pouco antes de 1930. O tratamento do Infarto Agudo do Miocárdio (IAM) naquela época era baseado em um tempo de repouso entre três a quatro semanas. Em 1939, um estudo com 72 pacientes realizado por Mallory *et al.* (apud GODOY *et al.*, 1997, p. 432) aconselhou o aumento do tempo de repouso para seis a oito semanas, estabelecendo a condição do paciente infartado como sendo irreversível e passível de complicações frequentes, sendo aconselhado o afastamento do trabalho e a aposentadoria precoce.

A necessidade do reenquadramento funcional desencadeou a fundação da primeira organização especializada na orientação de atividades laborativas seguras para pacientes cardiopatas, denominada *Work Classification Clinic* em 1944 e a posterior fundação da segunda *Work Classification Clinic* em 1960. No ano de 1951, um estudo de Levine e Lown (apud GODOY *et al.*; MITTAG *et al.*; BERNHARDT *et al.*, 1997, 2001, 2004) alvitrou a realização de exercícios físicos em cadeira durante o período intra-hospitalar. Por volta de 1952, Paffenbarger e Hale (apud HUTTUNEN *et al.*; GIBBONS *et al.*; ANDERSEN *et al.*; FLETCHER *et al.*; WARBURTON *et al.*, 1979, 1983, 2000, 2001, 2006) iniciaram um estudo relacionando o risco de mortalidade causada por doenças cardiovasculares e o gasto calórico de suas atividades laborais através do acompanhamento de 6.351 indivíduos durante 22 anos ou até o falecimento. A diminuição da incidência de IAM e as atividades laborativas também foi estudada por Morris *et al.* (apud BLACKBURN *et al.*; JENNINGS *et al.*; KESTIN *et al.*; TRUSWELL, 1960, 1986, 1993, 2002).

O estudo realizado por Saltin *et al.* (apud WILSON *et al.*; OGAWA *et al.*; JR; HOWLEY; FLETCHER *et al.*, 1984, 1992, 2000, 2001) demonstrou que a capacidade funcional do paciente cardiopata mantido em repouso no leito hospitalar apresentava diminuição de 20 a 30%, sendo necessárias cerca de nove semanas de treinamento físico para a restauração da capacidade funcional recomendada. Diversos métodos científicos para prescrever exercícios físicos foram criados e surgiram os primeiros programas de reabilitação cardiovascular supervisionados (GODOY *et al.*, 1997). No ano de 1977 foi realizado em Hamburgo na Alemanha, o I Congresso Mundial de Reabilitação Cardíaca.

Haskell (1978) estudou extensivamente a ocorrência de complicações cardiovasculares severas em 30 programas de reabilitação nos Estados Unidos, acumulando um total de 1.629.634 horas de exercício supervisionado em 13.570 participantes. O estudo concluiu que é seguro prescrever exercícios físicos supervisionados para pacientes cardiopatas, uma vez que foram constatadas apenas 50 paradas cardiorrespiratórias, das quais apenas oito resultaram em óbito. O estímulo à realização do exercício físico por pacientes acometidos por insuficiência cardíaca crônica surgiu após o estudo realizado por Franciosa *et al.* (apud GODOY *et al.*, 1997, p. 432) em 1981 sobre a modificação promovida pela atividade física. No ano de 1982 foi criado nos Estados Unidos o *Journal of Cardiopulmonary Rehabilitation*, mais tarde renomeado para *Journal of Cardiopulmonary Rehabilitation and Prevention*.

Uma análise com base em dez testes clínicos em um total de 4.347 pacientes conduzido por O'ldridge *et al.* (apud SHEPHARD; BALADY; FLETCHER *et al.*; TAYLOR *et al.*, 1999, 2001, 2004) inferiu que a reabilitação cardiovascular contribuía para a diminuição da mortalidade de pacientes cardiopatas. A realização de exercícios físicos supervisionados regulares associados a uma dieta de baixos valores de lipídios e colesterol foi alvo de um estudo conduzido por Schuler *et al.* (1988) em 18 pacientes

cardiopatas. O estudo concluiu que exercícios físicos de alta intensidade associados à mudança de dieta promovem o aumento da perfusão miocárdica em pacientes com doença arterosclerótica sintomática. Um estudo posterior de Ornish *et al.* (apud SCHULER *et al.*; HASKELL *et al.*; CAMPBELL *et al.*, 1992, 1994, 1998) demonstrou que a reabilitação cardiovascular e a mudança na dieta dos pacientes cardiopatas promovem a redução da placa arterosclerótica. Resultados semelhantes foram obtidos também por Schuler *et al.* (1992) e Schuler *et al.* (apud GIELEN *et al.*; ROBERTS; BARNARD; MORAES *et al.*; CARVALHO *et al.*, 2001, 2005, , 2007).

Em 2005 a Sociedade Brasileira de Medicina do Esporte estabeleceu o terceiro trabalho sobre as diretrizes para a reabilitação cardiopulmonar no Brasil (CARVALHO, 2005).

2.2 Eletrocardiografia

Pode-se definir o eletrocardiograma como sendo a aquisição, na superfície da pele, do efeito da atividade elétrica gerada pelo coração.

A descoberta da existência de fenômenos elétricos em animais é atribuída a Luigi Galvani devido aos seus diversos experimentos realizados em nervos e músculos de animais (GALVANI, 1791 apud FISCH, 2000, p. 1738). Matteucci percebeu que quando o preparado neuro-muscular estudado por Galvani era posicionado sobre um coração pulsátil, o preparado neuro-muscular pulsava em tautocronismo com a pulsação cardíaca (MATTEUCCI, 1842 apud FISCH, 2000, p. 1738). Seguindo esta linha, Köl liker e Muller (apud FISCH, 2000, p. 1738) em 1856 ao replicar o experimento descrito por Matteucci notaram que, ocasionalmente, era possível a visualização de dois pulsos, sincronizados com a sístole e a diástole cardíacas.

Em 1872, Gabriel Lippmann (apud WALLER, 2004, p. 1738) desenvolveu um equipamento constituído de um tubo preenchido de mercúrio imerso em ácido sulfúrico, conhecido como manômetro capilar. A diferença de potencial entre o mercúrio e o ácido sulfúrico provoca variação na superfície do mercúrio, sendo registrado em papel fotográfico. Este dispositivo era capaz de adquirir os sinais elétricos produzidos pelo coração, diretamente através da pele, no entanto, o dispositivo não apresentava resposta adequada à altas frequências, tendo seu uso limitado.

Augustus D. Waller em seu trabalho de 1887, republicado em (WALLER, 2004), ficou conhecido como o primeiro pesquisador a adquirir com sucesso o sinal eletrocardiográfico na superfície da pele. Enquanto trabalhava no *St. Mary's Hospital* em Londres, ele construiu um eletrocardiógrafo fixando um eletrômetro capilar de Lippmann a um projetor, de forma que o traçado do sinal elétrico do coração era projetado numa placa fotográfica movimentada por um trem de brinquedo.

Embora não se tenha certeza se Willem Einthoven desenvolveu um galvanômetro de corda para adquirir o ECG ou se ele modificou o equipamento construído por Clément Ader para uso em cabos transatlânticos, é certo que a contribuição de Einthoven para a eletrocardiografia é inegável. O instrumento desenvolvido por Einthoven é apresentado pela primeira vez em seu trabalho publicado em 1901, descrito de forma mais detalhada em outro trabalho seu, em 1903. O equipamento era constituído de baldes com soluções salinas, funcionando como eletrodos, e era operado por cinco pessoas. Einthoven também se dedicou ao estudo do sinal de eletrocardiografia, publicando dois trabalhos clássicos (EINTHOVEN, 1906, 1908 apud FISCH, 2000, p. 1738), abrangendo tanto o estudo fisiológico do sinal quanto às suas aplicações para o diagnóstico clínico. Einthoven construiu em seu laboratório um sistema de aquisição de sinais eletrocardiográficos e o conectou através do sistema de telefonia a um hospital, desenvolvendo o primeiro sistema de tele-eletrocardiografia.

2.2.1 Sistema de Derivações

Em 1912, Einthoven propôs uma padronização na colocação e posicionamento dos eletrodos de eletrocardiografia. O sistema proposto era constituído de três eletrodos, posicionados no braço direito (BD), no braço esquerdo (BE) e na perna esquerda (PE), formando um triângulo, que ficou conhecido como triângulo de Einthoven. Cada um dos eixos de projeção deste triângulo forma uma derivação bipolar, nomeada com os numerais romanos I, II e III (MALMIUVO; PLONSEY, 1995), conforme apresentado na **figura 2.1**.

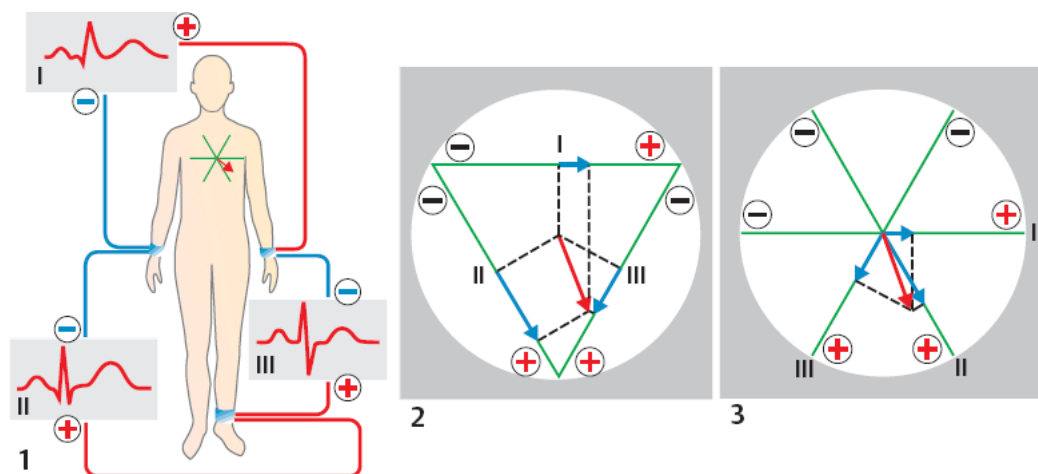


Figura 2.1: Sistema de derivações idealizado por Einthoven. (1) Representação visual das formas de onda. (2) Representação triangular das derivações bipolares de Einthoven. (3) Representação vetorial das derivações bipolares de Einthoven. (DESPOPOULOS; SILBERNAGL, 2003).

Um sistema de derivações unipolares foi proposto por Frank Wilson, por volta de 1930, com

o intuito de representar de forma mais fidedigna a atividade elétrica cardíaca. Wilson propôs seis derivações pré-cordiais, nomeadas de V1 a V6, referenciadas a um terminal central. O sistema de derivações pré-cordiais está representado na **figura 2.2** (MALMIUVO; PLONSEY, 1995).

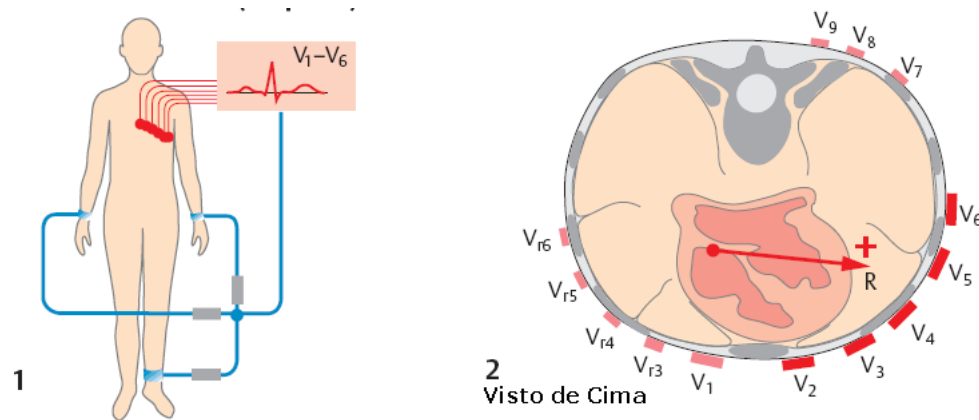


Figura 2.2: Sistema de derivações idealizado por Wilson. (1) Eletrodos posicionados no peito e o terminal central conectando os membros. (2) Detalhe do posicionamento dos eletrodos no peito. Modificado de Despopoulos e Silbernagl (2003).

Outro sistema de derivações unipolares foi proposto por Emanuel Goldberger. Este método é obtido através da desconexão do eletrodo mais próximo da derivação unipolar a ser medida. A nomenclatura das derivações inicia com a letra **a** por ser chamada de derivação aumentada, formando as derivações aVR, aVL e aVF. Os sinais obtidos com as derivações aumentadas podem apresentar amplitude até 50% maiores que as derivações unipolares pré-cordiais. O sistema de derivações aumentadas está representado na **figura 2.3** (MALMIUVO; PLONSEY, 1995).

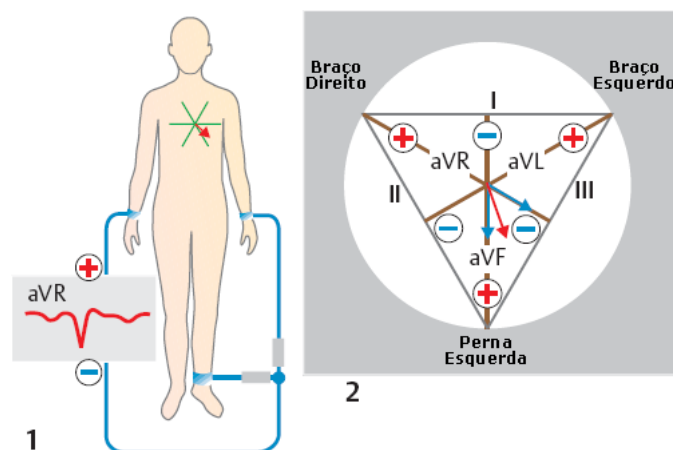


Figura 2.3: Sistema de derivações idealizado por Goldberger. (1) Exemplo da obtenção da derivação aVR pela desconexão do eletrodo do braço direito. (2) Triângulo demonstrando a forma de obtenção das derivações aumentadas. Modificado de Despopoulos e Silbernagl (2003).

2.2.2 Relações Matemáticas Entre as Derivações

Através da aquisição dos sinais de quaisquer duas derivações bipolares (I e II, por exemplo) é possível calcular as outras quatro derivações usando-se como base as leis de Kirchhoff (TOMPKINS, 1995). A segunda lei de Kirchhoff estabelece que a soma algébrica das tensões instantâneas em uma malha fechada é igual a zero. O triângulo de Einthoven, ilustrado nas **figuras 2.1 e 2.3** pode ser considerado como uma malha fechada. Desta forma, obtém-se as **equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4**.

$$I + III - II = 0 \quad (2.1)$$

$$aVL + \frac{II}{2} - I = 0 \quad (2.2)$$

$$aVF - \frac{I}{2} - III = 0 \quad (2.3)$$

$$aVR - \frac{III}{2} + II = 0 \quad (2.4)$$

Trabalhando-se algebricamente as **equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4**, pode-se obter as **equações 2.5, 2.6, 2.7 e 2.8**.

$$III = II - I \quad (2.5)$$

$$aVL = I - \frac{II}{2} \quad (2.6)$$

$$aVF = II - \frac{I}{2} \quad (2.7)$$

$$aVR = -\frac{I + II}{2} \quad (2.8)$$

2.2.3 Morfologia do Sinal Eletrocardiográfico

Para a descrição da morfologia do sinal eletrocardiográfico, é necessário definir os termos que serão utilizados:

Linha isoeletrica - nível de tensão considerado para o coração em repouso;

Onda - variação na tensão captada nos eletrodos e identificada graficamente como uma variação da amplitude do sinal, seguida do seu retorno à amplitude da linha isoeletrica;

Complexo - conjunto de ondas seguidas, normalmente utilizado em referência ao complexo QRS;

Segmento - espaço entre duas ondas;

Intervalo - conjunto de segmentos e ondas entre dois eventos.

A forma de onda do sinal eletrocardiográfico, adquirido através de eletrodos segundo a derivação II de Einthoven, pode ser visualizado na **figura 2.4**. O início do ciclo cardíaco é caracterizado pela geração do pulso eletrocardiográfico no nódulo sinoatrial no coração. A medida que o pulso se propaga pelos átrios, mais células atriais são ativadas e uma pequena elevação no potencial elétrico pode ser visualizada na linha isoeletrica, formando a onda P. Quando o pulso atinge o nódulo átrio-ventricular, o sinal elétrico sofre um atraso antes de sua propagação pelos ventrículos, produzindo um segmento isoeletrico chamado de segmento PQ. O sinal elétrico é, então, propagado pelos ventrículos através do sistema His-Purkinje.

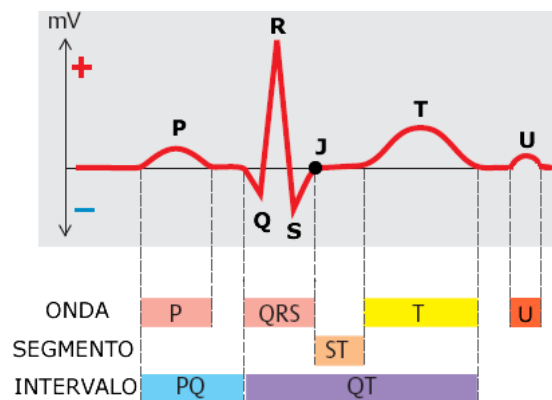


Figura 2.4: Morfologia do sinal de eletrocardiografia e suas principais constituintes. Modificado de Despoupoulos e Silbernagl (2003).

A contração das fibras musculares dos ventrículos gera uma seqüência de ondas conhecida como complexo QRS, onde a primeira onda apresenta polaridade negativa (onda Q), a segunda onda apresenta polaridade positiva (onda R) e a terceira onda é polarizada negativamente (onda S). A presença, a polaridade e a amplitude destas ondas pode variar dependendo do posicionamento dos eletrodos e das anormalidades causadas por enfermidades coronarianas. Em seguida ao complexo QRS um novo segmento isoeletrico pode ser visualizado, chamado segmento ST. A repolarização das fibras musculares cardíacas gera uma onda de frequência mais baixa que as outras, chamada de onda T. Uma pequena onda excedente logo após a onda T, chamada de onda U, pode ser visualizada no eletrocardiograma de alguns indivíduos (BERBARI, 2000).

O sinal eletrocardiográfico apresenta amplitude de ± 2 mV e frequências harmônicas de amplitude significativa até 150 Hz, sendo as componentes de menor frequência as mais importantes para o

diagnóstico. Em situações de braquicardia, a frequência cardíaca pode chegar a 30 bpm, traduzindo-se em frequência fundamental de 0,5 Hz. No entanto, o sistema de filtragem com esta frequência poderia distorcer o sinal de ECG nas ondas T e no segmento ST devido às não linearidades de fase do filtro (BAILEY *et al.*, 1990). Um estudo realizado por Berson e Pipberger (apud BLACKBURN *et al.*; BRUGGEMANN *et al.*; BURKE; GLEESON; GáMIZ *et al.*, 1966, 1988, 2000,) estabeleceu a frequência de corte inferior do sistema de filtragem em 0,05 Hz. Estes valores limite são, normalmente, utilizados apenas para pesquisa e diagnósticos avançados.

Para a eletrocardiografia clínica, a banda de frequências utilizada é limitada entre 0,05 Hz e 100 Hz, enquanto que na eletrocardiografia de monitorização, as frequências limite estão na faixa entre 0,5 Hz e 50 Hz. Quando apenas o valor da frequência cardíaca é necessário, é utilizado um filtro passa-faixa com frequência central de 17 Hz (TOMPKINS, 1995).

2.2.4 Descritores Morfológicos do Sinal Eletrocardiográfico

A morfologia do sinal de eletrocardiografia pode ser utilizada para identificar e diagnosticar diversas condições cardíacas. Uma das condições mais perigosas ocorre quando o coração começa a conduzir os impulsos elétricos desordenadamente. Nesta situação, chamada fibrilação ventricular, o coração não é capaz de gerenciar a abertura e o fechamento das válvulas de forma apropriada e o fluxo sanguíneo para o corpo cessa. Esta condição é caracterizada pela ausência de padrão repetitivo no eletrocardiograma do paciente, identificável apenas como um ruído de baixas amplitude e frequência. Outra condição de gravidade extrema é a parada cardíaca, quando o coração não mais produz o pulso elétrico e todas as suas fibras musculares não apresentam mais atividade elétrica. Esta condição é caracterizada no eletrocardiograma pela ausência de sinal além da linha isoeletrica (MARIEB, 2004).

Frequência Cardíaca

A frequência cardíaca, normalmente medida através do intervalo de tempo entre duas ondas R consecutivas, é um fator importante na análise do ritmo cardíaco. A frequência cardíaca considerada normal para um indivíduo adulto é de 72 bpm, no entanto, em condições adversas, a frequência pode aumentar ou diminuir, sendo indicativo de situação anômala. Quando a frequência cardíaca se eleva acima de 100 bpm atinge-se um estado denominado de taquicardia. A taquicardia pode indicar aumento da temperatura corporal, estimulação por nervos simpáticos e toxicidade do coração. A bradicardia é a condição contrária à taquicardia, caracterizada por valores de frequência cardíaca

abaixo de 60 bpm, sendo, normalmente, indicativo de estimulação vagal. Em atletas, a bradicardia é uma situação normal para o indivíduo em repouso (GUYTON; HALL, 2002).

Onda P

A onda P é gerada no nódulo sino-atrial, próximo da veia cava, e está relacionada à condução elétrica nos átrios. A anormalidade no formato da onda P indica anomalias presente nos átrios, como a taquicardia paroxística atrial, caracterizada pela inversão da polaridade da onda P durante o batimento acelerado. A ausência da onda P pode indicar bloqueio sinoatrial ou taquicardia paroxística nodal A-V (MARIEB, 2004).

Onda T

A inversão da polaridade da onda T, quando associadas a mudanças na forma do complexo QRS são um indicativo de contração prematura dos ventrículos (WIDMAIERS *et al.*, 2006).

Onda U

Embora a origem da onda U não tenha sido totalmente estabelecida, atribui-se a sua presença ao potencial de repolarização tardia de regiões do miocárdio ventricular (BERBARI, 2000). A pesquisa com células M apontou uma ligação entre a propagação lenta dos potenciais de ação nestas células com a presença da onda U. Há indícios da relação entre a hipopotassemia e mudanças no eletrocardiograma, com o aparecimento de ondas U e redução na amplitude de ondas T (RIBEIRO *et al.*, 2004).

Intervalo PQ (ou PR)

O intervalo médio entre o início da onda P e o início do complexo QRS é 0,16 segundos com frequência cardíaca de 72 bpm. Este intervalo pode ser utilizado para diagnosticar condições como o bloqueio incompleto cardíaco de primeiro grau e para determinar a gravidade de algumas doenças cardíacas, como a febre reumática. Quando além do tempo prolongado do intervalo PR, há a ausência de alguns batimentos, é possível diagnosticar o bloqueio cardíaco de segundo grau. Um bloqueio de terceiro grau e contrações atriais prematuras também podem ser diagnosticados através da medição do intervalo PR (GUYTON; HALL, 2002).

Intervalo QT

A medição do intervalo QT apresenta aplicações práticas na detecção de algumas cardiopatias como a síndrome do QT longo e a síndrome do QT curto. Seus graus de dispersão também podem pré-diagnosticar arritmias ventriculares graves e risco de morte súbita. (MAIA *et al.*, 1998) e (BAUTISTA *et al.*, 2004 apud PETRY *et al.*, 2006, p. 3). O valor da dispersão temporal do intervalo QT é utilizado em um índice preditivo do risco de morte súbita denominado índice da variabilidade do intervalo QT (BERGER *et al.*, 1997).

Intervalo RR

O tempo entre cada excitação do coração, difere levemente entre um pulso e outro. O intervalo RR é o intervalo de tempo entre duas contrações consecutivas do coração e a quantificação das flutuações dos ciclos RR normais permite avaliar o perfil autonômico cardíaco. Baixas variabilidades indicam a existência de depressão da atividade vagal (ALEXANDER, 1989).

Segmento ST

O segmento ST inicia no ponto de junção J (final do complexo QRS) e prossegue até o início da onda T, devendo permanecer no mesmo potencial que o segmento PR e o segmento TP. Segmentos ST elevados e planos podem indicar infarto do miocárdio, enquanto que segmentos ST inclinados ou deprimidos podem ser indicativo de isquemia coronariana (GUYTON; HALL, 2002).

Complexo QRS

Durante algumas condições, como o bloqueio intraventricular incompleto, o complexo QRS fica acentuadamente modificado. Durante a contração prematura dos ventrículos, o complexo QRS se prolonga e apresenta tensões mais altas que as tensões normais (WIDMAIERS *et al.*, 2006).

2.3 Pletismografia

A pletismografia (*plethysmography*) é a medição da mudança de volume de um órgão ou do corpo todo, normalmente devido às flutuações nas quantidades de sangue ou ar. Existem várias técnicas para

se mensurar estas variações de maneira não-invasiva, no entanto, um enfoque mais importante será dado à fotopletismografia, devido ao tema do trabalho.

2.3.1 Fotopletismografia

A fotopletismografia (do inglês *photoplethysmography*) (PPG) é um método para medição da perfusão sanguínea através dos tecidos pela emissão de raios luminosos.

Em 1936 dois equipamentos semelhantes utilizados para monitorar a mudança no volume sanguíneo na orelha de coelhos, causada por oclusão venosa após a administração de drogas vasoativas, foi apresentado por dois grupos de estudos, Michael Kniazuk e Hans Molitor (*Merck Institute of Therapeutic Research*) e Paul John Hanzlik (*Stanford University School of Medicine*). Molitor e Kniazuk também realizaram experimentos com um transdutor fotopletismográfico reflexivo no dedo de seres humanos (CHALLONER, 1979 apud ALLEN, 2007, p R2).

O potencial clínico da técnica de fotopletismografia foi demonstrado por Alrick Brynhjolf Hertzman (HERTZMAN; SPEALMAN, 1937 apud ALLEN, 2007, p R3) ao descrever o uso de um sistema de fotopletismografia reflexiva para mensurar variações no volume sanguíneo no dedo de pacientes induzida por *Valsalva manoeuvre*, exercício e exposição ao frio. No ano seguinte, Hertzman realizou a validação da técnica através da comparação simultânea com um pletismógrafo mecânico (HERTZMAN, 1938 apud ALLEN, 2007, p R3). Hertzman percebeu que para a minimização de ruídos no sinal captado era necessário que o transdutor estivesse bem aderido à pele, no entanto, o excesso de pressão poderia causar erros por oclusão venosa. Matthes e Hauss (apud ALLEN, 2007, p R3) também realizaram estudos sobre a técnica de fotopletismografia.

Em 1940, o sinal de fotopletismografia foi dividido em componentes alternada e contínua através de amplificadores analógicos e utilizado para monitorar atividade vasomotora, o que possibilitou o desenvolvimento de dispositivos de posicionamento mais elaborados (HERTZMAN; DILLON, 1940a, 1940b apud ALLEN, 2007, p R3).

Durante a Segunda Guerra Mundial, o médico Glenn Allen Millikan desenvolveu um fotopletismógrafo para determinar a oxigenação de pilotos da aeronáutica norte-americana expostos a períodos de tempo prolongados em altitudes elevadas. O fotopletismógrafo, nomeado por ele de “oxímetro” era leve e era posicionado na orelha externa, estimando de forma não-invasiva a saturação de oxigênio. O equipamento necessitava de uma calibração, realizada através de um manguito inflado ao redor da orelha externa. Após a saída do sangue dos tecidos, os tecidos secos e a cartilagem eram utilizados como valor de referência (SEVERINGHAUS; ASTRUPT, 1987 apud TREMPER, 1989, p. 713).

Após a guerra, Stephen *et al.* (1951) utilizaram este dispositivo em estudos clínicos para detectar a precisão na detecção de cianose em pacientes. Comroe e Botelho (apud KELLEHER; MAITRE *et al.*, 1988, 1995) conduziram um estudo clássico no qual voluntários inspiravam oxigênio em várias concentrações, de forma a produzir vários graus de saturação de oxigênio, medidos por um oxímetro e avaliado simultaneamente por médicos. Após 3.673 observações, concluíram que a equipe médica era incapaz de detectar cianose de forma consistente até que ela se tornasse severa.

Brinkman *et al.* (apud YOCUM *et al.*, 1989, p. 239) demonstraram que mudanças na saturação de oxigênio podiam ser adquiridas através de um transdutor posicionado na testa dos pacientes, tornando-se os pioneiros na aquisição da saturação de oxigênio através da fotopletismografia reflexiva. Vários instrumentos similares foram desenvolvidos. No entanto, apenas em 1962 as bases da oximetria reflexiva foram estabelecidas por Polanyi e Hehir (1962) através da medição da saturação de oxigênio *in vivo*.

Johnson *et al.* (apud GEDDES, 1997, p. 90) desenvolveram um oxímetro utilizando fibra óptica e LEDs com baixo espalhamento espectral e fotodiodos casados. Os LEDs eram pulsados a 200 Hz e a luz refletida pelos tecidos era detectada com os fotodiodos e a razão entre as componentes de cada comprimento de onda era calculada. O resultado era indicado em um medidor digital. Cohen e Wadsworth (apud ZUZAK *et al.*, 2001, p. 2905) aperfeiçoaram os oxímetros através de diodos foto-emissores (LEDs), realizando a medição através da reflexão da luz. Lubbers (apud PLESNILA *et al.*, 2002, p. 109) utilizou uma análise multicomponente para lidar com o efeito não-linear causado pelo espalhamento espectral, cujo método foi utilizado mais tarde por Gayeski *et al.* (apud TAKATINI *et al.*, 1988, p. 187). Vurek *et al.* (apud DUFFIN *et al.*; GAMERO *et al.*; USHIZIMA *et al.*, 1976, 2001,) montou um oxímetro que funcionava com dois comprimentos de onda sobre os tubos de pulmões artificiais para medir a eficiência das trocas gasosas.

A oximetria de pulso foi inventada por Aoyagi *et al.* (apud KELLEHER; FRANCESCHINI *et al.*; SEVERINGHAUS *et al.*; SHIAO, 1988, 1997, 1998, 2002) enquanto trabalhava em um projeto para estimar o débito cardíaco de maneira não-invasiva através da injeção de tinta em veias periféricas. Surgiram algumas dificuldades ao tentar detectar uma curva suave enquanto a tinta perfusionava o tecido auricular resultante da pulsação dos sinais absorvidos tanto no comprimento de onda do vermelho quanto no do infravermelho. Ele percebeu que a amplitude destas pulsações alteravam quando a oxigenação do paciente se modificava e concluiu que havia inventado um método para estimar a saturação da hemoglobina arterial através da análise da componente pulsátil da absorção dos espectros vermelho e infravermelho. Através desta técnica não era mais necessária a calibração do equipamento na orelha com o manguito e conseguiu também obter um sinal que era puramente relacionado com o sangue arterial. Esta abordagem foi refinada por Nakajima *et al.* (apud COPE, 1991, p. 44).

Pittman e Duling (apud TATEISHI *et al.*; GRONER *et al.*; GRONER; NADEAU; BERENDSCHOT *et al.*, 1992, 1999a, 1999b, 2003), trabalharam para minimizar os erros devido à variação no hematócrito do paciente, calculando a contribuição do espalhamento espectral para a densidade óptica de três comprimentos de onda: 546 nm, 520 nm e 555 nm. Merrick e Hayes (1976) desenvolveram um oxímetro que utilizava oito comprimentos de onda. Seguindo a tendência da fibra óptica, Scoggin *et al.* (apud MIGNANI; BALDINI; JENSEN *et al.*; CHOI *et al.*, 1996, 1998, 2002) desenvolveram um oxímetro de fibra óptica para ser utilizados na orelha externa e Yee *et al.* (1977) desenvolveram um oxímetro montado sobre a ponta de um catéter. Takatani *et al.* (apud HALL; POLLARD; ZUZAK *et al.*; ALDRICH, 1992, 2001, 2003) desenvolveram um oxímetro reflexivo que utilizava cinco fotoemissores nos comprimentos de onda de 635 nm, 665 nm, 795 nm, 910 nm e 955 nm. Um oxímetro não-invasivo de fibra óptica foi desenvolvido por Yoshiya *et al.* (apud FRANCESCHINI *et al.*; JENSEN *et al.*; HAYES; SMITH; ZUZAK *et al.*, 1997, 1998, 2001,), e media a saturação de oxigênio na ponta do dedo de pacientes internados em Unidades de Terapia Intensiva.

Um estudo mais aprofundado sobre os erros associados a Lei de Beer-Lambert causado pelos múltiplos espalhamentos espectrais nos diferentes tecidos e pela circulação periférica foi realizado por Shimada *et al.* (apud KELLEHER; JENSEN *et al.*; HAYES; SMITH, 1988, 1998, 2001). Barker e Tremper (1987), Barker *et al.* (1989) e Lee *et al.* (1988) estudaram o erro dos oxímetros de pulso produzido pela metahemoglobina e pela carboxihemoglobina, concluindo que, normalmente, a carboxihemoglobina é identificada pelo oxímetro como sendo oxihemoglobina. O erro produzido pela metahemoglobina é devido à sua coloração escurecida, e apresenta absorção substancial em ambos os espectros vermelho e infravermelho. Quando a concentração de metahemoglobina está acima de 30% sua absorção torna-se mais significativa que a da oxihemoglobina, causando medição em torno de 85%, independente da saturação de oxigênio do paciente.

Pologe (apud KELLEHER; RUSCH *et al.*; JENSEN *et al.*, 1988, 1996, 1998) conseguiu reduzir significativamente o artefato de ambiente através do acionamento intercalado dos emissores de luz. Inicialmente, o fotoemissor vermelho acende e o fotorreceptor detecta a luz vermelha misturada com a luz ambiente; em seguida, o fotoemissor infravermelho é acionado e o fotorreceptor detecta a componente infravermelha misturada com a luz ambiente; por fim, com os dois fotoemissores desligados, o fotorreceptor detecta apenas a luz ambiente. O equipamento então subtrai a componente da luz ambiente dos sinais recebidos durante o acionamento dos fotoemissores, obtendo uma aproximação dos sinais verdadeiros. Ainda assim, luzes artificiais podem mimetizar os sinais da oximetria de pulso, sendo recomendado, portanto, que se encapsule o transdutor em uma capa opaca (TREMPE, 1989).

Um modelo matemático da propagação óptica nos tecidos foi desenvolvido por Marble e Cheung (1988) baseado na teoria da difusão dos fótons em uma dimensão. O modelo previu que uma variação

de até 5% na saturação de oxigênio pode ocorrer se houver mudanças no espectro de emissão dos fotoemissores, na fração de sangue nos tecidos, no hematócrito ou na diferença entre a saturação arterial e a saturação venosa.

Mendelson e Ochs (apud WICKRAMASINGHE; SPENCER; LÓPEZ-HERRANZ; FITZGERALD *et al.*, 2000, 2003, 2004a, 2004b) realizaram um estudo sobre a monitorização da saturação de oxigênio em diversos pacientes utilizando um oxímetro de pulso reflexivo para determinar a correlação entre o sinal fotopletimográfico e a separação entre o fotoemissor e o fotorreceptor. Mendelson e Ochs concluíram que o posicionamento do fotorreceptor muito próximo aos fotoemissores acarreta a detecção de valores muito altos de componente contínua, podendo causar a saturação do fotorreceptor e que a separação ideal entre os dispositivos ópticos é dependente da intensidade da luz emitida, a qual era limitada apenas pela máxima dissipação de energia do fotoemissor. Desta forma, sinais fotopletimográficos mais precisos são obtidos através do afastamento entre as fontes emissoras e receptoras de luz do transdutor reflexivo. No entanto, quanto maior a separação entre as partes ópticas, maior a intensidade de luz emitida necessária para sobrepujar a absorção da luz nos tecidos. Concluíram também que o aquecimento do tecido a 45 °C ocasiona a melhoria no sinal fotopletimográfico obtido, mesmo após 20 minutos do desligamento do aquecedor.

Chance *et al.* (1988) realizaram estudos sobre a cinética e a extinção da desoxigenação da oxihemoglobina no cérebro durante isquemia ou hipóxia. As fontes de luz foram selecionadas para dois pontos específicos: o pico de absorção da hemoglobina desoxigenada em 760 nm e o ponto isobéctico da hemoglobina oxigenada e a hemoglobina desoxigenada em 805 nm, conforme indicado pela **figura 2.5**. Os estudos contemplaram a fotopletimografia reflexiva em modo contínuo e em modo pulsátil.

Análise de Monte Carlo foram utilizadas por Flock *et al.* (1989a) e Flock *et al.* (1989b) para descrever o espalhamento espectral dos fótons através dos tecidos, alcançando maior precisão na descrição da propagação da luz por entre os tecidos.

Em um artigo de revisão, Severinghaus e Kelleher (1992) citam diversas utilizações clínicas para a oximetria de pulso, dentre as quais: endoscopia, acompanhamento pós-operatório, acompanhamento neonatal, cirurgias ortodônticas, estudos do sono, hipotensão, monitoramento durante o transporte do paciente e monitoramento da anestesia.

Tentativas para minimizar o erro devido aos artefatos de movimento envolveram diversos métodos de processamento digital de sinais. Rusch *et al.* (1994) e Rusch *et al.* (1996) realizaram um estudo comparativo entre o cálculo da saturação de oxigênio pelos métodos da Média Móvel (*Weighted Moving Average* - WMA), da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT)

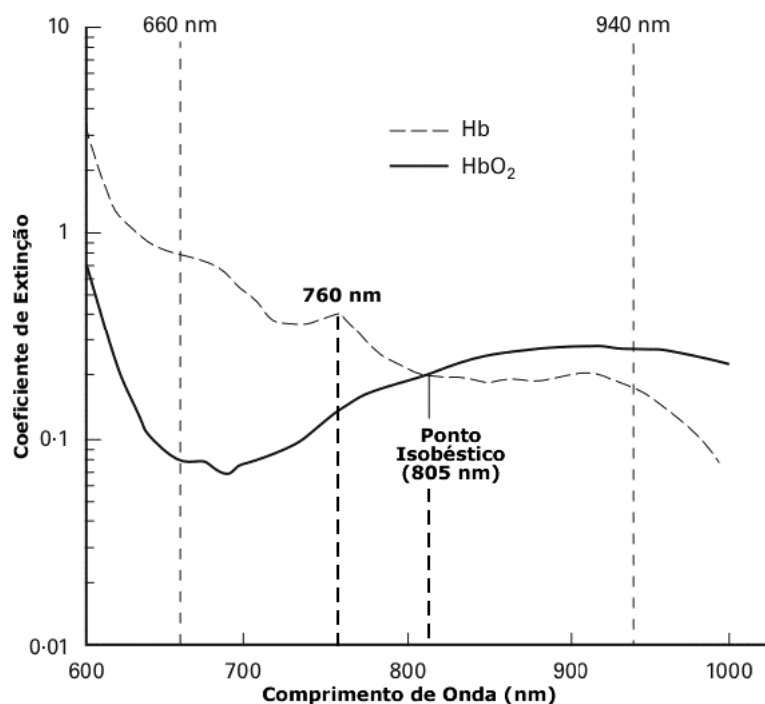


Figura 2.5: Curvas de absorção da hemoglobina oxigenada (HbO₂) e hemoglobina desoxigenada (Hb). Modificado de Moyle (1994).

e da Transformada Discreta do Cosseno (*Discrete Cosine Transform* - DCT). Filtros adaptativos foram implementados por Barreto *et al.* (1995), Vicente *et al.* (1996a) e Vicente *et al.* (1996b) para reduzir os artefatos de movimento em sinais fotopletismográficos de pacientes em exercícios físicos. Redes Neurais Artificiais (*Artificial Neural Networks* - ANN) e Transformadas Wavelets (*Wavelet Transforms* - WT) foram implementadas por Dowla *et al.* (1996).

Yang *et al.* (1998) e Rhee *et al.* (1998) desenvolveram um transdutor fotopletismográfico em formato de anel. O transdutor se comunicava via radiofrequência com um computador, transmitindo o fotopletismograma e a saturação de oxigênio, podendo ser utilizado para monitoramento de pacientes durante 24 horas. O transdutor não possuía tratamento de artefatos e o computador foi programado de forma a ignorar artefatos. Visando a redução de artefatos de movimento e de ambiente Rhee *et al.* (1999) propuseram um dispositivo baseado no anel fotopletismográfico “livre” de artefatos em um congresso em 1999. No entanto, no ano seguinte, Rhee *et al.* (2000a) e Rhee *et al.* (2000b) apresentaram o mesmo anel em outro congresso, substituindo o termo “livre de artefatos” por “resistente a artefatos”. Este trabalho também rendeu uma publicação completa em revista (RHEE *et al.*, 2001). O anel foi modificado de forma que os componentes ópticos foram posicionados em um anel interno, mais leve e mais fortemente aderido à pele que o anel externo. Este cobria totalmente o anel interno, protegendo contra a interferência da luz externa e suportando os componentes mais pesados do circuito. Hayes e Smith (2001) desenvolveram o tratamento matemático para a redução artefatos de

movimento em sinais fotopletismográficos através da utilização de três comprimentos de onda.

2.3.2 Cálculo da Frequência Cardíaca

O sinal fotopletismográfico é caracterizado pela presença de duas regiões com amplitudes bem distintas: uma região de máxima absorção do feixe luminoso, caracterizado pela sístole e uma região de menor absorção, efeito da diástole (MOYLE, 1994). O tempo entre duas sístoles é o tempo de duração do ciclo cardíaco, desta forma, a frequência cardíaca, em batimentos por minuto (bpm), pode ser calculada pela inversão da medição do tempo de um ciclo cardíaco, conforme indicado pela **equação 2.9**.

$$f = 60 \cdot \frac{1}{t_{ciclo}} \quad (2.9)$$

2.3.3 Cálculo da Saturação de Oxigênio

O princípio da detecção da saturação de oxigênio pelo método fotopletismográfico se baseia na Lei de Beer-Lambert. Esta lei estabelece que se um soluto está dissolvido em um solvente incolor, sua concentração pode ser determinada se uma luz de um comprimento de onda determinado é transmitida através da solução. A intensidade das luzes incidente (I_i) e transmitida (I_t) estão logicamente relacionadas com a absorção da luz pela solução (A) (MOYLE, 1994), conforme indicado pela **equação 2.10**.

$$A = \log \left(\frac{I_i}{I_t} \right) \quad (2.10)$$

Polanyi e Hehir (1962) aproximaram o cálculo da saturação de oxigênio por reflexão de dois comprimentos de onda específicos, sendo um pertencente à faixa de frequências do vermelho (665 nm) e o outro na faixa do infravermelho próximo (805 nm), conforme descrito na **equação 2.11**. As constantes A e B dependem das características do sangue e do transdutor.

$$SaO_2 = A + B \cdot \frac{R_{805}}{R_{665}} \quad (2.11)$$

Devido à não-linearidade do efeito de espalhamento espectral da luz pelos tecidos ocasionado pela interferência do plasma sanguíneo e pelos glóbulos vermelhos do sangue, correções deveriam ser realizadas toda vez que houvesse variação no hematócrito do paciente. Além disso, a relação não-linear entre a reflexão da luz na pele e a concentração de hemoglobina oxigenada em níveis baixos

de saturação de oxigênio ocasionava erros de medição quando este método era utilizado em sangue venoso. Mendelson *et al.* (1983) construíram um oxímetro reflexivo utilizando LEDs e conseguiram uma boa correlação entre a reflectância da pele e um oxímetro transmissivo com transdutor de orelha externa, ao modificar a **equação 2.11** para calcular o valor pulsátil da luz refletida ao invés do valor absoluto, resultando na **equação 2.12**, onde I_r é obtido por um processo de normalização no qual a componente pulsátil é dividida pela componente contínua correspondente.

$$SaO_2 = A + B \cdot \frac{I_r(vm)}{I_r(iv)} \quad (2.12)$$

2.3.4 Cálculo da Pressão Arterial Não-Invasiva

O cálculo da pressão arterial não-invasiva através do método fotopletismográfico foi determinado por Jones e Wang (1993). O método é derivado da Lei de Beer-Lambert e consiste em uma etapa de calibração do sinal fotopletismográfico adquirido com um esfigmomanômetro, durante o qual uma série de parâmetros referentes à morfologia do sinal serão armazenados, e uma etapa de medição, na qual os parâmetros calculados durante a calibração serão utilizados para estimar a pressão arterial.

2.4 Erro de Quantização da Conversão Analógica-Digital

Sinais analógicos podem ser representados através de um valor numérico que pode possuir um número infinito de casas decimais, no entanto, o conversor analógico-digital possui um número finito de *bits*, chamado de resolução, para representar esta mesma grandeza. Cada valor binário possível na saída do conversor analógico-digital é chamado de nível de quantização.

O conversor analógico-digital não é capaz de converter corretamente quantidades entre dois níveis de quantização, portanto, o valor convertido apresenta um erro denominado de erro de quantização ou ruído de quantização. O valor da relação sinal-ruído (SNR), em decibel, do ruído de quantização pode ser obtido através da **equação 2.13**.

$$SNR = 6,02 \cdot N + 1,76 \quad (2.13)$$

onde N é a resolução do conversor analógico-digital em *bits*.

2.5 Rede de Comunicação de Dados

Dois ou mais dispositivos compartilhando dados formam uma rede de comunicação. A rede de comunicação pode ser classificada de acordo com sua abrangência, topologia e protocolo de comunicação utilizado.

2.5.1 Área de Abrangência

As redes de comunicação podem ser classificadas de acordo com a sua área de abrangência em PAN, LAN, CAN, MAN e WAN. A **figura 2.6** demonstra a relação de abrangência entre estes tipos de redes de comunicação.



Figura 2.6: Abrangência das redes de comunicação de dados.

PAN - (*Personal Area Network*) Redes pessoais são utilizadas para conectar dispositivos a uma curta distância, tipicamente 10 metros. Apresentam a maior parte de suas aplicações na forma de WPANs (*Wireless Personal Area Network*) para conexão de telefones celulares à dispositivos *hands-free* e computadores à impressoras e *scanners* remotos.

LAN - (*Local Area Network*) Redes interligando dispositivos dentro de um escritório, prédio ou conjunto de prédios. Normalmente utilizam o protocolo IEEE 802.3 (Ethernet) ou, no caso de rede LAN sem fio, WLAN (*Wireless Local Area Network*) no protocolo IEEE 802.11 (Wi-Fi).

CAN - (*Campus Area Network*) Redes que interconectam LANs dentro de um espaço geográfico bem definido. Pode ser considerada como uma MAN restrita a um campus universitário ou parque industrial.

MAN - (*Metropolitan Area Network*) Redes abrangendo toda uma cidade. Normalmente fazem uso de *links* sem fio e enlaces de fibra-óptica para interconectar pontos de acesso.

WAN - (*Wide Area Network*) Redes que abrangem uma distância geograficamente grande, ultrapassando limites municipais, regionais e até nacionais, interconectando diversas LANs e MANs. O exemplo mais conhecido de WAN é a Internet.

2.5.2 Topologia de Redes de Comunicação de Dados

As diversas vias de comunicação entre os dispositivos conectados à uma rede caracterizam a topologia da rede. As redes podem ser classificadas de acordo com sua topologia em:

Estrela - Redes em estrela possuem um dispositivo roteador ou coordenador que gerencia a comunicação entre os dispositivos, conforme ilustrado na **figura 2.7(a)**. Todos os dispositivos podem se comunicar com o dispositivo principal e apenas com ele.

Fully Connected - Redes do tipo *Fully Connected* se caracterizam por permitir a comunicação de qualquer dispositivo para todos os outros dispositivos da rede. A **figura 2.7(b)** demonstra a topologia deste tipo de rede.

Árvore - Redes do tipo árvore possuem, em geral, um coordenador e diversos roteadores, que formam comunicação com outros dispositivos. A **figura 2.7(c)** demonstra a topologia deste tipo de rede.

Mesh - Redes do tipo árvore possuem, em geral, um coordenador e diversos roteadores, que formam comunicação com outros dispositivos. A **figura 2.7(d)** demonstra a topologia deste tipo de rede.

2.5.3 Protocolos de Comunicação em Radiofrequência

A transmissão dos dados em radiofrequência está, normalmente, associada ao empacotamento dos dados em *frames* de dados que serão transmitidos segundo uma codificação, própria para cada fabricante ou associação. A codificação, o empacotamento e a transmissão dos dados, bem como o desempacotamento e o rastreamento do pacote são descritos segundo protocolos de comunicação. Três dos protocolos de comunicação de dados mais utilizados para comunicação de dados em rádio-frequência são citados na sequência: Protocolo Wi-Fi, Protocolo Bluetooth e Protocolo ZigBee.

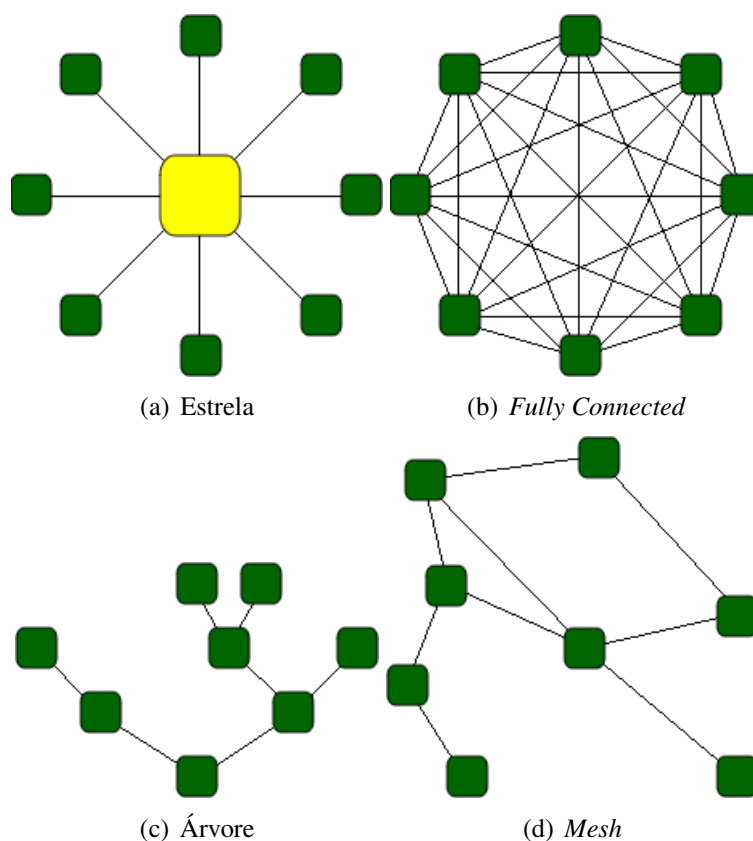


Figura 2.7: Topologias usuais em redes de comunicação sem fio.

Protocolo Wi-Fi

O protocolo Wi-Fi é baseado no protocolo IEEE 802.11 e é regido pela *Wi-Fi Alliance*. A *Wi-Fi Alliance* surgiu em 1999 e é formada pelas empresa promotoras Apple, Sony, Cisco Systems, Motorola, Conexant Systems, Broadcom Corporation, Microsoft, Texas Instruments, Nokia, Dell e Intel e conta com mais de 300 empresas associadas. O objetivo desta organização é testar e certificar dispositivos. O selo de conformidade *Wi-Fi CERTIFIED* é submetido aos produtos certificados, apresentando, assim, maiores chances de interoperabilidade. Entretanto, uma vez que os padrões apresentam comunicação em rádio-frequência, formatação de dados e padrões de segurança que diferem sutilmente em cada nova versão, a interoperabilidade pode não ser facilmente obtida devido ao grande número de versões do protocolo (WI-FI ALLIANCE, 2007).

Uma rede Wi-Fi é formada por um ou mais pontos de acesso (*hotspots*) e um ou mais clientes. Um ponto de acesso transmite seu SSID (*Service Set Identifier*) a cada 100 ms a uma velocidade de 1 Mbps, que, devido ao tempo curto de transmissão, não atrapalha significativamente o desempenho. Cabe ao cliente decidir em qual ponto de acesso ele irá ingressar baseado no SSID fornecido. Caso dois pontos de acesso possuam o mesmo SSID na área de alcance do cliente, este escolherá o ponto

de acesso, baseado na intensidade do sinal (WI-FI ALLIANCE, 2007).

Com exceção do IEEE 802.11a/h, os dispositivos Wi-Fi operam em 2,4 GHz, a qual é uma banda de frequências padronizada e não licenciada por convenção internacional, embora as alocações de frequência e o nível máximo de sinal variem levemente segundo as regulamentações locais de cada país. As frequências autorizadas podem ser identificadas através da numeração de canais (WI-FI ALLIANCE, 2007).

Protocolo Bluetooth

O *Bluetooth Special Interest Group (SIG)* foi fundado em setembro de 1998 e possui sedes em Hong Kong, na Suécia e nos Estados Unidos. O grupo possui mais de 8.000 empresas associadas e dedica-se ao desenvolvimento, implementação e mercantilidade. O grupo é composto pelas empresas promotoras Agere, Ericsson, Intel, Lenovo, Microsoft, Motorola, Nokia e Toshiba e membros associados (BLUETOOTH SPECIAL INTEREST GROUP, 2007).

O nome Bluetooth é originário da homenagem do décimo centenário de reinando do rei dinamarquês Harald Blatand (911 - 985), Harold Bluetooth (em inglês), responsável pela unificação dos povos nórdicos. O Bluetooth foi desenvolvido para substituir o cabeamento em redes de comunicação de curta distância, sustentando alto nível de segurança. A tecnologia Bluetooth apresenta como principais vantagens a robustez, o baixo consumo e o baixo custo, alcançando aceitação global por permitir que praticamente todos os dispositivos Bluetooth possam se comunicar entre si, mesmo tratando-se de fabricantes diferentes (BLUETOOTH, 2007).

Os dispositivos Bluetooth formam redes de comunicação chamadas *piconets*. Cada dispositivo mestre de uma *piconet* é capaz de se comunicar com até outros sete dispositivos. Cada dispositivo também pode pertencer a diversas *piconets*. As *piconets* estabelecem comunicação dinâmica e automática com dispositivos Bluetooth que entrem em sua área de alcance (BLUETOOTH, 2007).

A maior aplicação dos dispositivos Bluetooth recai sobre a capacidade deste em gerenciar a transmissão de dados e voz, sendo, principalmente utilizados em adaptadores *hands-free* para telefones, PDAs e *laptops*. Os dispositivos trabalham na banda não licenciada industrial, científica e médica (ISM) de 2,4 GHz a 2,485 GHz, utilizando espalhamento espectral (*spread spectrum*) e *frequency hopping* adaptativo (BLUETOOTH, 2007).

A técnica de *frequency hopping* adaptativo é capaz de diminuir a interferência entre dispositivos utilizando a banda do espectro de 2,4 GHz. A técnica consiste em detectar outros dispositivos

trabalhando na mesma banda do espectro e evitar as frequências utilizadas, permitindo transmissão mais efetiva. Os 79 saltos em frequência utilizados pela técnica possuem espaçamento de 1 MHz e possibilitam grande imunidade à interferência (SHUAIB *et al.*, 2006).

Dispositivos Bluetooth são classificados em três grupos, dependendo de seu alcance:

- Classe 1 - alcance de 100 metros;
- Classe 2 - alcance de 10 metros;
- Classe 3 - alcance de 1 metro.

A maior parte das aplicações faz uso de dispositivos classe 2, possuindo consumo médio de 2,5 W e velocidades entre 1 Mbps e 3 Mbps (BLUETOOTH, 2007).

Protocolo ZigBee

O protocolo ZigBee foi desenvolvido e é atualizado pela *ZigBee Alliance*, uma associação de empresas que visa o desenvolvimento de uma plataforma para comunicação sem fio otimizada para as necessidades de monitoramento remoto e controle, que apresente simplicidade, confiabilidade, baixo consumo e baixo custo. A *ZigBee Alliance* se focaliza na definição das camadas de rede, segurança e aplicação, na interoperabilidade e testes de conformidade de dispositivos, na promoção e na evolução da tecnologia ZigBee. A *ZigBee Alliance* é formada pelas empresas promotoras Cellnet Technologies, Eaton Corporation, Ember Corporation, Freescale Semiconductor, Honeywell, Huawei Technologies, Itron, Mitsubishi Electric Corporation, Motorola, Philips, Samsung Electronics, Schneider Electric, Siemens AG, ST Microelectronics, Tendril Networks e Texas Instruments e possui mais de 200 membros (ZIGBEE ALLIANCE, 2007).

Os dispositivos ZigBee foram formalmente lançados em 2004 e foram desenvolvidos para atuar em sistemas de controle residencial e industrial, mas devido ao baixo custo e consumo, também apresentam ampla utilização em dispositivos de monitoramento, biotelemetria e eletrônica embarcada, onde o aumento da autonomia da bateria é desejável. Os módulos ZigBee trabalham em três bandas de frequências (ZIGBEE ALLIANCE, 2007):

- 868,3 MHz - regulamentado sem licença para a Europa. Transmissão de dados em 20 kbps dentro do canal 0;

- 902 a 928 MHz - regulamentado sem licença para as Américas. Transmissão de dados em 40 kbps dentro dos canais 1 a 10;
- 2,405 a 2,480 GHz - regulamentado sem licença na maior parte do mundo. Transmissão de dados em 250 kbps dentro dos canais 11 a 26.

Dispositivos ZigBee utilizam modulação chamada DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), que constitui-se da multiplicação do sinal a ser transmitido por um sinal de “ruído”. Este ruído é, na verdade, uma sequência pseudo-aleatória de números 1 e -1 , gravadas, no transmissor e no receptor. A multiplicação do sinal no transmissor espalha o sinal pelo espectro, enquanto que uma segunda multiplicação no receptor reconstitui o sinal original (ZIGBEE ALLIANCE, 2007).

O protocolo ZigBee forma uma rede tipo *mesh*, automática, dinâmica e com características de auto-cura. Ou seja, quando um dispositivo entra dentro da área de abrangência da rede, ele automaticamente se conecta a um nó livre da rede. Se não houver nós livres na área de alcance do dispositivo, a rede se auto-organiza de forma a liberar um nó para a associação. Quando o novo dispositivo se associa à rede, ele expande o alcance da rede e passa a permitir que outros dispositivos que não estavam ao alcance da rede. A característica de auto-cura permite que um determinado nó realize automaticamente as associações necessárias para garantir que todos os dispositivos da rede permaneçam operacionais (MAXSTREAM, 2007).

Um exemplo de auto-cura está exemplificado na **figura 2.8**. Na **figura 2.8(a)**, a rede apresenta-se inicialmente desligada. Após todos os dispositivos estarem operacionais, as conexões entre os dispositivos são formadas, conforme a **figura 2.8(b)**. Se uma ação for realizada no interruptor, um caminho para a transmissão do comando é formado, (**figura 2.8(c)**), solicitando ao atuador na luminária para realizar o acendimento. Caso alguns dispositivos da rede se tornem incomunicáveis, o caminho formado anteriormente é interrompido (**figura 2.8(d)**), mas se um novo comando for transmitido, um outro caminho é formado de forma automática pelos dispositivos restantes, permitindo que a informação chegue ao seu destino (**figura 2.8(e)**).

As redes formadas segundo o protocolo ZigBee podem conter até 65.536 dispositivos, conforme ilustrado na **figura 2.9**, possuindo três tipos de dispositivos (MAXSTREAM, 2007):

Coordenador - dispositivo responsável por estabelecer e organizar a rede. Toda rede ZigBee deve possuir um, e apenas um, coordenador;

Roteadores - dispositivos responsáveis pelo agrupamento de outros dispositivos, aumentando a abrangência da rede. Os roteadores são opcionais dentro de uma rede ZigBee;

End Devices - dispositivos de baixo consumo. Se interligam aos roteadores e ao coordenador.

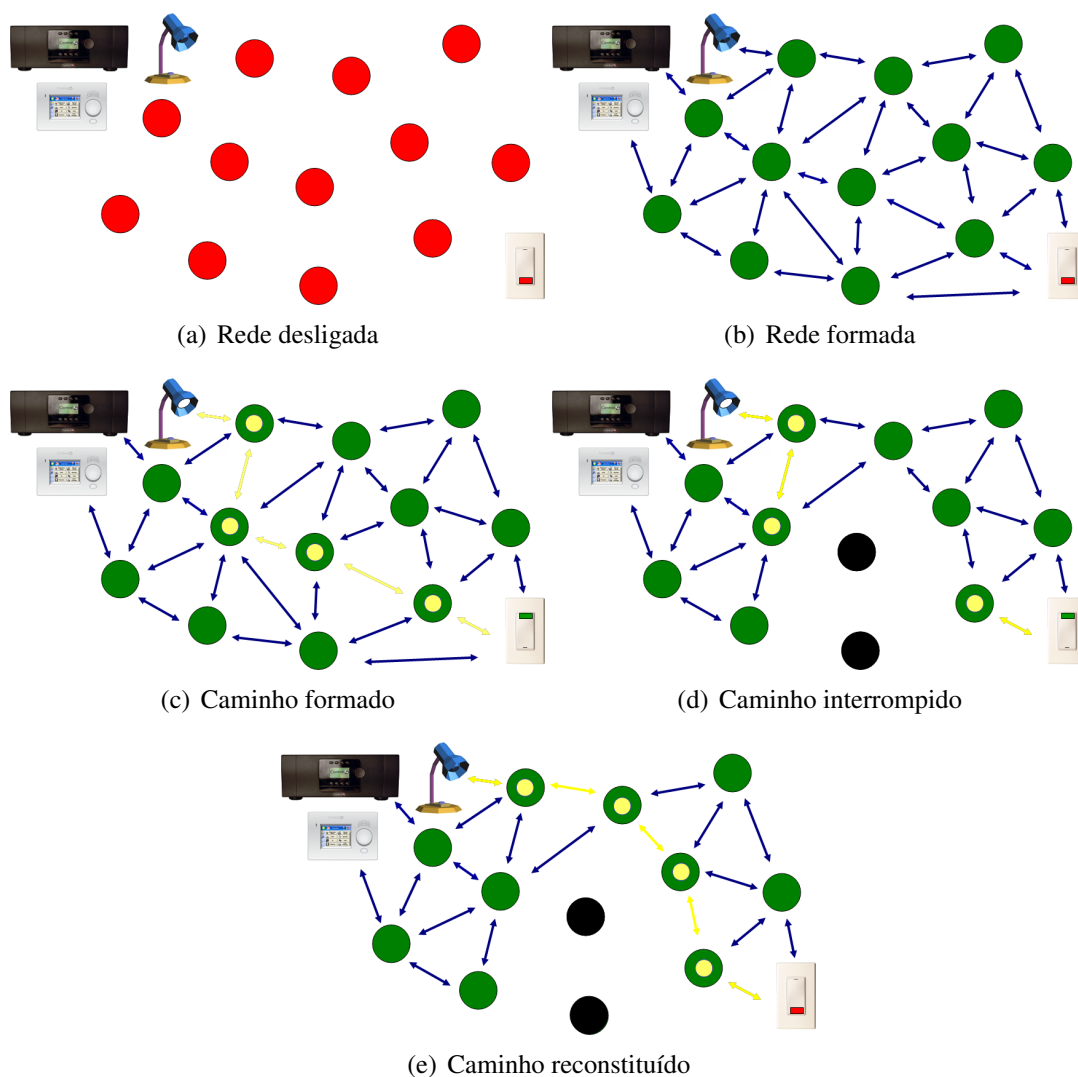


Figura 2.8: Exemplo de auto-cura em redes ZigBee. Modificado de CONTROL 4 (2007)

2.6 Sistemas Comerciais de Biotelemetria

Diversos equipamentos para biotelemetria estão disponíveis comercialmente, abrangendo o monitoramento de uma ampla gama de sinais fisiológicos. Alguns dos equipamentos utilizados para monitoração de pacientes em programas de recuperação cardíaca foram indicados nos itens seguintes.

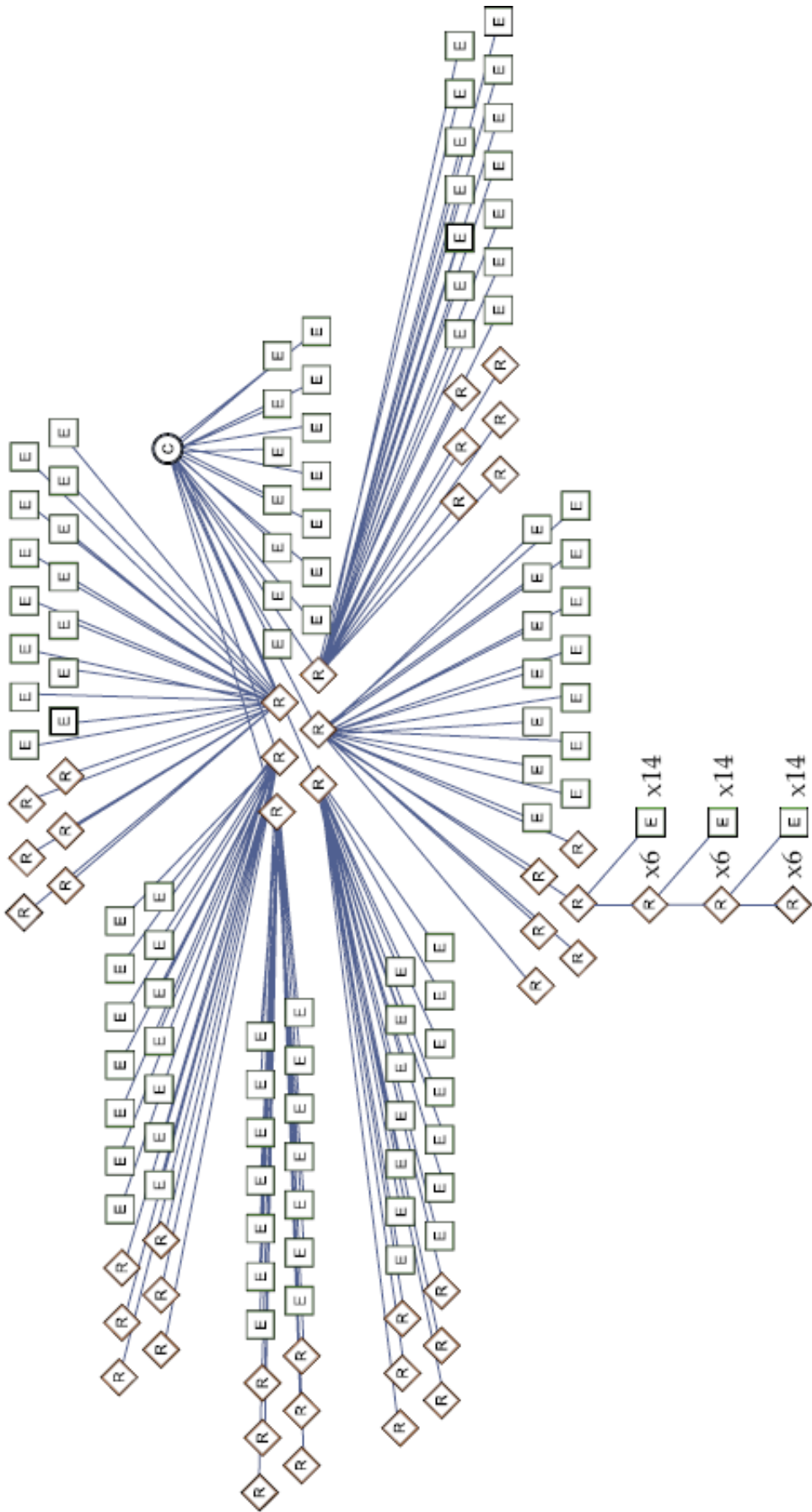


Figura 2.9: Máxima expansão de uma rede ZigBee (MAXSTREAM, 2007).

2.6.1 *Alive Heart Monitor* da Alive Technologies

O *Alive Heart Monitor* (figura 2.10) é um dispositivo de monitoramento cardíaco móvel, desenvolvido pela Alive Technologies. O equipamento adquire um canal de eletrocardiografia e possui acelerômetros de 2 e 3 eixos; há modelos com GPS opcional. O sinal eletrocardiográfico é transmitido juntamente com a frequência cardíaca, velocidade e posicionamento global via Bluetooth, com alcance de até 100 metros, para um computador, um *smartphone* ou PDA. Os dados também podem ser armazenados em um cartão de memória formato SD.



Figura 2.10: *Alive Heart Monitor* da Alive Technologies.

2.6.2 *Alive Pulse Oximeter* da Alive Technologies

O *Alive Pulse Oximeter* (figura 2.11) foi desenvolvido para permitir o monitoramento respiratório remoto de pacientes recebendo terapia oxigenatória em seus domicílios, o monitoramento de apnéia do sono. O dispositivo, assim como o *Alive Heart Monitor*, também pode transmitir os dados via Bluetooth ou armazená-los para análise.



Figura 2.11: *Alive Pulse Oximeter* da Alive Technologies.

2.6.3 K4b2 da Cosmed

O K4b2 (**figura 2.12**) mede as trocas gasosas através de uma máscara, obtendo até 30 parâmetros fisiológicos. O equipamento pode transmitir os dados para um computador ou armazenar até 16.000 movimentos respiratórios em memória interna.



Figura 2.12: K4b2 da Cosmed.

2.6.4 Q-Tel da Quinton

O Q-Tel (**figura 2.13**) permite monitorar os sinais eletrocardiográficos de até 12 pacientes, possui alarmes de arritmia configuráveis e filtros para artefatos musculares. Acompanha *software* para análise, cadastro e monitoramento de pacientes.



Figura 2.13: Q-Tel da Quinton.

Capítulo 3

Materiais e Métodos

*Quelli che s'innamorano di pratica senza scienza,
sono come il nochiere, ch'entra in naviglio senza
timone o bussola, che mai ha certezza di dove si va.*

Leonardo da Vinci (1452 - 1519)

O sistema de telemetria de sinais fisiológicos proposto é composto de dois tipos de módulos: as estações portáteis e a estação rádio-base. As estações portáteis realizam a aquisição, o tratamento, a digitalização e a transmissão dos sinais eletrocardiográficos e fotopletismográficos do paciente para a estação rádio-base. A estação rádio-base é responsável pelo gerenciamento da rede de comunicação das estações portáteis com o computador.

3.1 Estação Portátil

A estação portátil é constituída do sistema de alimentação por bateria, do transdutor fotopletismográfico, dos eletrodos de eletrocardiografia, do módulo de controle dos LEDs, da cadeia de tratamento analógico e do módulo digital. O diagrama em blocos reduzido da estação portátil está representado na **figura 3.1**.

O circuito é alimentado através de quatro pilhas recarregáveis AA de 1,2 V cada, modelo IEC-HR6 (*Energizer*), com capacidade de carga de 2.500 mAh. Devido aos componentes utilizados, necessita-se que o circuito possua alimentação de 9 V, 3,3 V e $-3,3$ V.

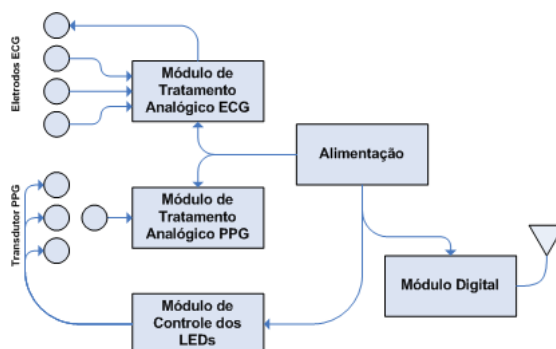


Figura 3.1: Diagrama de blocos resumido da estação portátil.

3.1.1 Alimentação dos Circuitos

A alimentação do sistema é realizada por quatro pilhas recarregáveis de 1,2 V cada, no entanto, diversas partes do circuito devem ser alimentadas em tensões diferentes, portanto, se faz necessária a presença de conversores CC-CC de forma a suprir as necessidades do sistema, conforme representado no diagrama em blocos da **figura 3.2**. A alimentação analógica foi separada da alimentação digital com o intuito de minimizar as interferências na alimentação dos amplificadores operacionais.

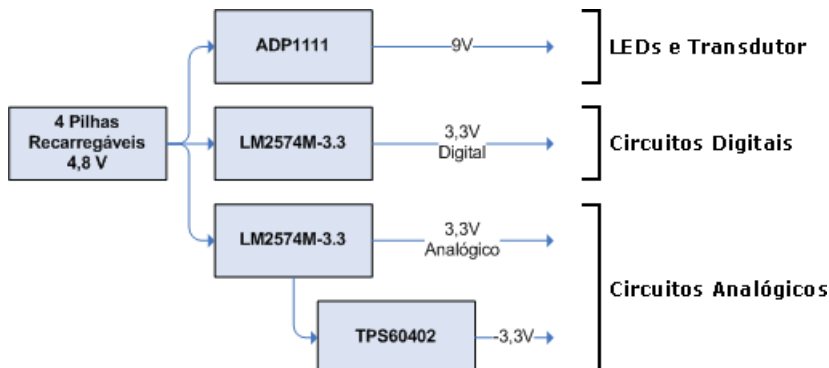


Figura 3.2: Diagrama em blocos das fontes de alimentação do circuito.

Tensão +3,3 V

Para a implementação desta fonte de tensão, utilizou-se um conversor CC-CC em topologia *buck*. O conversor deveria ser capaz de fornecer no máximo 500 mA de corrente na tensão de saída de 3,3 V, para uma tensão de entrada máxima de 9 V. Com estes requisitos de projetos estabelecidos, optou-se pelo componente LM2574-3.3 (*National Semiconductors*). Dentre suas principais vantagens, considerou-se a necessidade de apenas quatro componentes externos ao conversor e a tolerância da tensão de saída de $\pm 4\%$.

Segundo as especificações do *datasheet* do componente, é necessária a utilização de dois capacitores, um diodo e um indutor, externos ao componente, conforme indicado na **figura 3.3**.

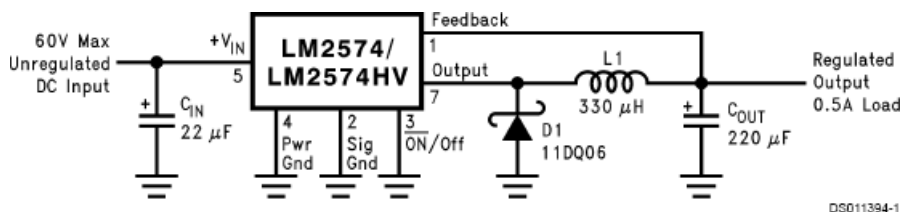


Figura 3.3: Configuração do conversor *buck* recomendada no *datasheet* do fabricante. Quatro componentes externos são necessários.

O *Layout* do circuito na placa foi projetado para minimizar a indutância das trilhas e o *looping* das correntes gerado pelo circuito de chaveamento rápido do conversor, de forma a diminuir a ocorrência de níveis transientes de tensão. O uso de planos de aterramento e a diminuição das trilhas entre o componente, os capacitores e o diodo são recomendados pelo fabricante.

O conversor pode ser utilizado em dois modos de operação distintos: modo descontínuo e modo contínuo. Para esta aplicação a melhor opção é o modo contínuo, pois este modo de funcionamento oferece melhor regulação da tensão e menor *ripple* na corrente de saída, no entanto, o valor do indutor externo é maior no modo contínuo que no modo descontínuo.

Para manter a estabilidade do conversor, a entrada foi conectada a um capacitor eletrolítico de capacitância superior ou igual a 22 μF . O indutor externo para a configuração necessária deveria estar entre 220 μH e 330 μH para assegurar modo de funcionamento contínuo. Devido à importância da estabilidade da tensão de alimentação dos componentes alimentados pela tensão e corrente de saída do conversor, utilizou-se a indutância de 330 μH como margem de segurança.

Para manter a estabilidade do circuito e filtrar a tensão de saída deveria ser utilizado um capacitor entre 100 μF e 470 μF conectado à saída do conversor. O capacitor de saída e o indutor caracterizam o par de pólos determinante para a estabilidade do circuito. Capacitores com baixa resistência série equivalentes são recomendados, no entanto, capacitores com resistência série muito baixas podem causar instabilidade no circuito, portanto, o uso de capacitores de tântalo não é recomendado. No caso dos capacitores eletrolíticos de alumínio, a resistência série equivalente diminui com o aumento da capacitância, portanto foi utilizado um capacitor eletrolítico de alumínio de 220 μF .

Os conversores em topologia *buck* necessitam de um diodo para o retorno da corrente do indutor quando a chave é fechada. Um diodo de chaveamento rápido com recuperação suave deve ser utilizado, portanto, optou-se pelo diodo Schottky 11DQ06 (*International Rectifier*). O diagrama esquemático do conversor está representado na **figura 3.4**.

Tensão +9 V

Para a fonte de tensão de +9 V foi utilizado o conversor ADP1111 (*Analog Devices*) em topologia *boost*. O conversor utiliza um indutor de $27\ \mu\text{H}$, uma capacitor de $33\ \mu\text{F}$ e um diodo Schottky SMD MBRS130T3 (*On Semiconductors*). A tensão de saída do conversor é função dos resistores posicionados entre a saída do diodo e os terminais SENSE e SW2 do ADP1111. A **figura 3.4** apresenta o diagrama esquemático do conversor *boost* implementado.

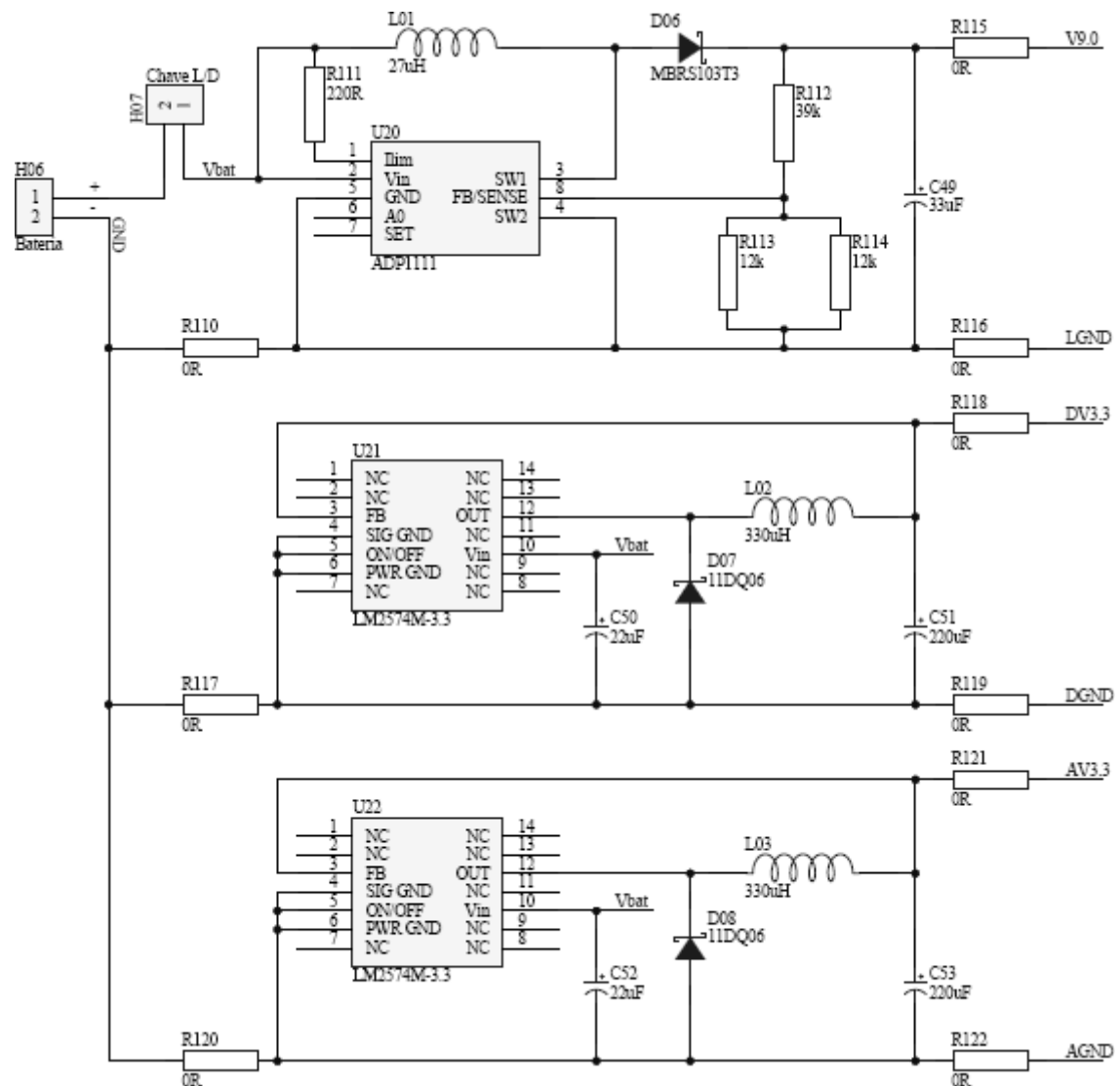


Figura 3.4: Diagrama esquemático dos conversores CC-CC *buck* e *boost* implementados.

Tensão -3,3 V

A fonte de tensão de -3,3 V foi feita através de um conversor inversor, utilizando-se o inversor de tensão TPS60402 (*Texas Instruments*). Segundo o *datasheet* do fabricante, o componente é capaz de fornecer corrente de 60 mA, necessitando apenas de três capacitores eletrolíticos externos. O diagrama esquemático do conversor está representado na **figura 3.5**.

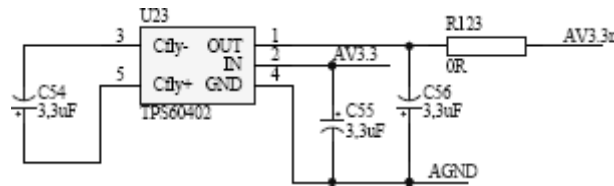


Figura 3.5: Diagrama esquemático do conversor CC-CC inversor.

3.1.2 Transdutor Fotopletismográfico

O transdutor desenvolvido é composto de um amplificador de transimpedância integrado à um fotodiodo e três LEDs, sendo um LED pertencente ao espectro do vermelho e dois LEDs ao espectro do infravermelho próximo. Os fotoemissores utilizados foram escolhidos devido às suas características ópticas e elétricas, priorizando-se os componentes que apresentavam menor espalhamento espectral e maior capacidade de dissipação de potência. Espalhamento espectral é um parâmetro que indica o quão próximo a fonte de luz se encontra de uma fonte de luz monocromática.

Yao e Warren (2004) utilizaram os comprimentos de onda de 660 nm para o LED vermelho, 850 nm para um LED infravermelho e 940 nm para o outro LED infravermelho. Buscando proximidade com estes valores, os LEDs selecionados para o desenvolvimento deste trabalho foram o LED vermelho TLMK3302 (*Vishay Semiconductor*) de 624 nm, o LED infravermelho QEB421 (*Fairchild Semiconductor*) de 880 nm e o LED infravermelho TSMS3700 (*Vishay Semiconductor*) de 950 nm. Estes componentes apresentam as características elétricas e ópticas na **tabela 3.1**, onde θ é o ângulo total de meia intensidade, λ é o comprimento de onda, $\Delta\lambda$ é o espalhamento espectral, I_F é a corrente contínua direta, I_S é a corrente de surto, V_R é a máxima tensão reversa e P_D é a potência máxima dissipada. O ângulo de meia intensidade e o espalhamento espectral são obtidos através da análise dos gráficos nos *datasheets* dos fabricantes. A **figura 3.6** mostra dois destes gráficos para o LED TLMK3302.

O componente utilizado para a detecção da luz emitida pelos LEDs é o amplificador de transimpedância OPT101 (*Texas Instruments*), cujo circuito é formado por um fotodiodo e um amplificador

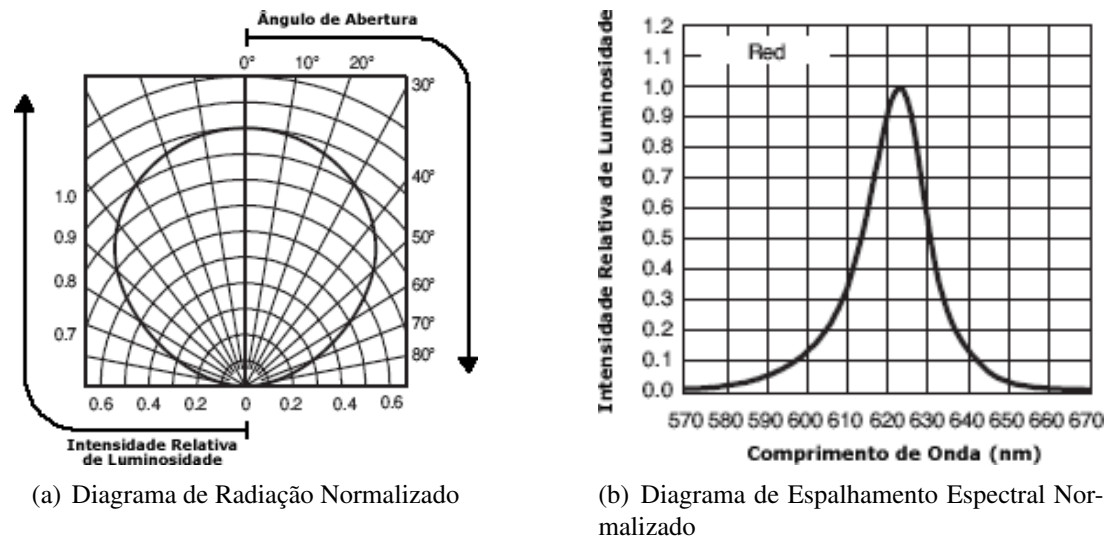


Figura 3.6: Diagramas de radiação e espalhamento espectral do TLMK3302. Modificado do *datasheet* do componente.

Tabela 3.1: Características elétricas e ópticas dos LEDs

	θ (°)	λ (nm)	$\Delta\lambda$ (nm)	I_F (mA)	I_S (A)	V_R (V)	P_D (mW)
TLMK3302	120	624	18	50	-	5	130
QEB421	120	880	80	100	1,75	5	180
TSMS3700	120	950	50	100	1,5	5	170

operacional, conforme indicado no diagrama da **figura 3.7**.

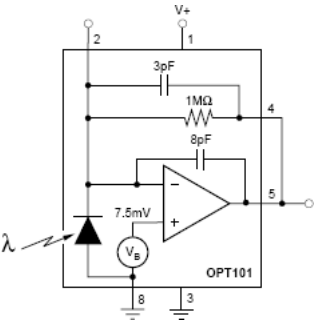


Figura 3.7: Diagrama esquemático interno do OPT101. Extraído do *datasheet* do componente.

Os componentes do transdutor fotopletismográfico foram montados em um clipe de dedo de um oxímetro comercial, de forma que apenas o arranjo mecânico do clipe foi utilizado. Os componentes optoeletrônicos do clipe original foram retirados e o cabo do clipe foi refeito. O diagrama esquemático do circuito eletrônico dos componentes do transdutor fotopletismográfico está representado na **figura 3.8**. Os LEDs foram conectados na configuração ânodo comum, e alimentados com tensão de 9 V. O controle da corrente é realizado pelo Módulo de Controle dos LEDs. Utilizou-se apenas um fotorreceptor (OPT101), cuja saída apresentava chaveamento síncrono com o acionamento dos LEDs,

permitindo a aquisição dos três sinais de fotopletismografia. Os dois terminais das extremidades do conector do cabo foram curto-circuitados e conectados à interrupção externa do microcontrolador (ADUC841 - *Analog Devices*), de forma a permitir a detecção de mau contato ou ausência da conexão do cabo, proporcionando desta forma, maior segurança e confiabilidade ao sistema.

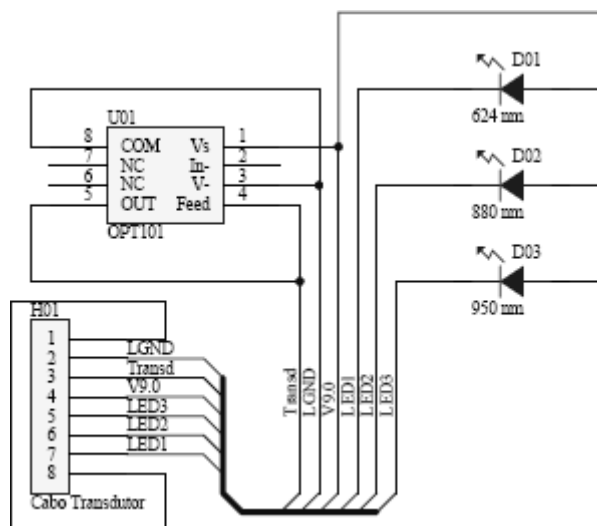


Figura 3.8: Diagrama esquemático do transdutor fotopletismográfico

3.1.3 Módulo de Controle dos LEDs

O microcontrolador é alimentado em 3,3 V, entretanto, os circuitos de controle dos LEDs foram implementados em tensão de 9 V, portanto, é necessário um estágio de translação do nível de tensão, implementado através de amplificadores operacionais LM324DRG4 (*Texas Instruments*) funcionando como comparadores. Desta forma, os resistores R01 e R02 determinam a tensão de comparação de 2,4 V. Devido à topologia implementada, os três *bits* menos significativos do *port 0* do microcontrolador (P0.0, P0.1 e P0.2) são conectados à entrada inversora dos AmpOps. Quando a entrada não inversora é maior que a entrada inversora, a saída dos amplificadores operacionais é a máxima excursão positiva dos AmpOps, aproximadamente 7,52 V, porém, quando a entrada inversora apresenta tensão mais alta que a entrada não inversora, a tensão de saída dos comparadores é a máxima excursão negativa, 0 V. O circuito translador de nível de tensão está representado na **figura 3.9**.

A luminosidade de um LED é diretamente proporcional à corrente direta, desta forma, implementou-se um módulo para o controle da corrente direta de cada LED através de um sistema de chaveamento de uma fonte de corrente controlado por um conversor D/A, ambos comandados pelo microcontrolador. O microcontrolador comanda o sistema através dos quatro *bits* menos significativos do *port 0*,

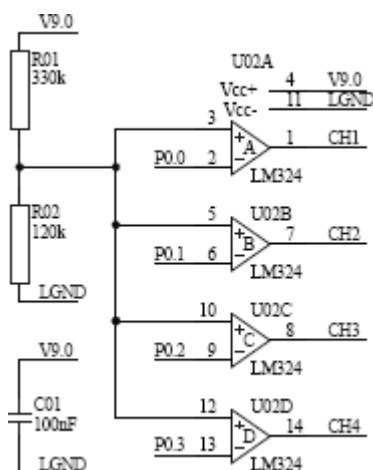


Figura 3.9: Circuito tradutor de nível de tensão conectado ao *port* 0 do microcontrolador.

sendo que os três *bits* menos significativos (P0.0, P0.1 e P0.2) são os responsáveis pela seleção de cada um dos três LEDs e o outro *bit* (P0.3) habilita a condução da corrente no LED selecionado.

Um conjunto de seis transistores é o responsável pelo controle de acionamento e seleção de cada LED. O circuito pode ser visualizado na **figura 3.10**. Quando P0.3 está em nível lógico baixo (LEDs desligados), o transistor Q02 está cortado, portanto, há condução de corrente elétrica pelos resistores R05 e R08, saturando o transistor Q01 e levando a entrada não-inversora do AmpOp U03B a zero. Com isso o AmpOp entrega 0 V à base do transistor Q03, o colocando em corte e retirando a polarização de emissor dos transistores Q04, Q05 e Q06. Quando P0.3 está em nível lógico alto (LEDs ligados), o resistor da base do transistor Q02 está em 3,3 V polarizando o transistor e o colocando em saturação. Com isso, o transistor Q01 agora tem seu resistor de base conectado à referência e, portanto, entra em corte, permitindo que o amplificador não-inversor do conversor D/A (DAC0) entregue sua tensão para o AmpOp U03B, que, juntamente com o transistor Q03, atuam como fonte de corrente controlada por tensão. O conversor D/A do microcontrolador é capaz de fornecer tensão máxima de 2,5 V, com o ganho do amplificador não-inversor, a tensão máxima entregue ao AmpOp U03B é de 8,88 V. A seleção de cada LED é feito pela polarização dos transistores Q04, Q05 e Q06. Quando P0.0, ou P0.1 ou P0.2 estão em nível lógico baixo, os transistores estão em corte, entretanto, quando o sinal muda para o nível lógico alto, a tensão de 7,52 V do comparador é entregue ao resistor de base do transistor, saturando-o. É importante salientar que na sequência de acionamento apenas um LED será acionado de cada vez.

O diagrama esquemático da **figura 3.10** mostra também o resistor R15 no conector do cabo. Conforme está representado na **figura 3.8** da **página 39**, o cabo do transdutor possui um curto-circuito entre os terminais 1 e 8. Quando o cabo é desconectado, a uma interrupção externa do microcontrolador é ativada, sinalizando o mau contato do cabo ou a sua ausência.

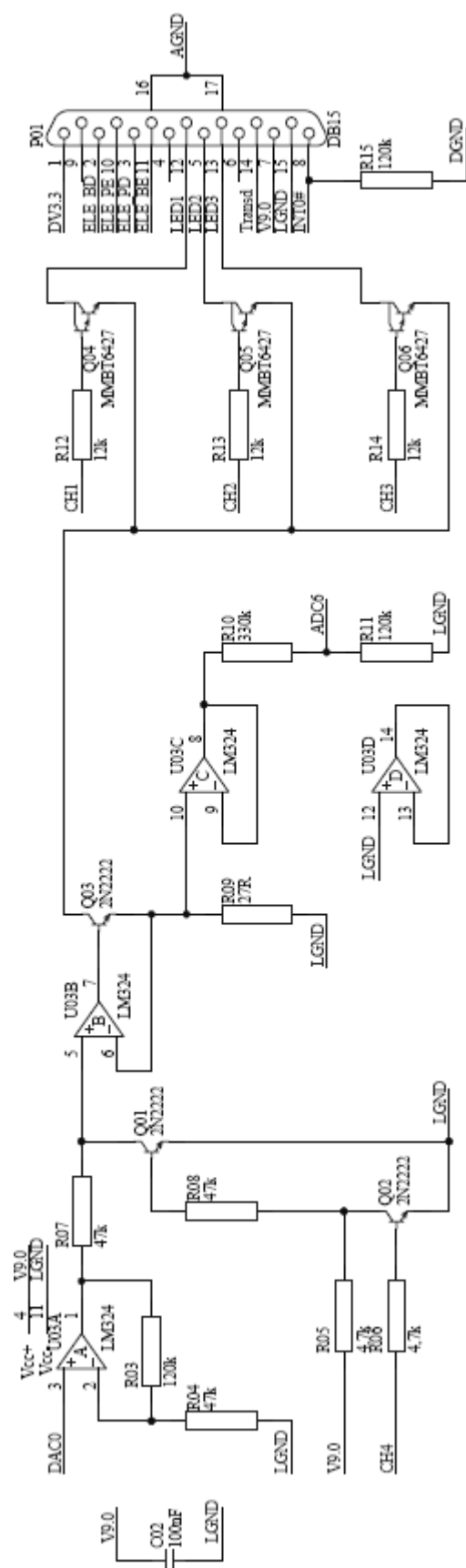


Figura 3.10: Diagrama esquemático do chaveamento dos LEDs e controle da fonte de corrente.

3.1.4 Condicionamento do Sinal Fotopletismográfico

O sinal analógico adquirido pelo transdutor é condicionado por um estágio de filtragem e um estágio de ganho, antes da sua digitalização, conforme ilustrado no diagrama em blocos da **figura 3.11**.

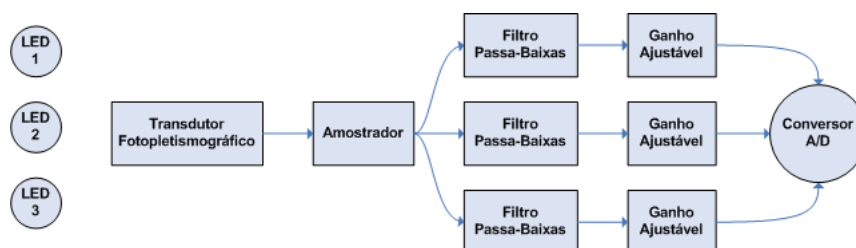


Figura 3.11: Diagrama em blocos do condicionamento do sinal fotopletismográfico.

Devido à utilização de três fontes de luz (LED1, LED2 e LED3) e apenas um fotorreceptor, é importante que o sinal do amplificador de transimpedância seja multiplexado para os circuitos corretos, portanto, foi necessário o uso do amplificador amostrador SMP04 (*Analog Devices*). Este dispositivo é composto de quatro circuitos amostradores, que podem ser acionados independentemente. O sinal do transdutor foi conectado às quatro entradas do dispositivo e cada uma das três saídas foi conectada a um sistema de condicionamento de sinal diferente. A seleção de cada canal pode ser realizada pelo microcontrolador através dos sinais 4, 5 e 6 do *port 0* (P0.4, P0.5 e P0.6). O diagrama esquemático do circuito amostrador está ilustrado na **figura 3.12**.

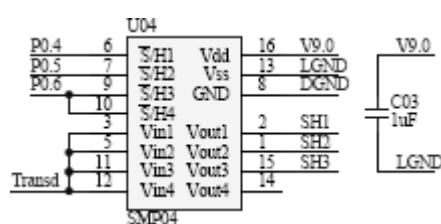


Figura 3.12: Diagrama esquemático do circuito amostrador do sinal fotopletismográfico.

Os circuitos eletrônicos seguintes, contidos neste item, ilustram um canal de tratamento do sinal de PPG e foram triplicados de forma a atender os três canais de PPG. O sinal proveniente do amostrador necessita ser filtrado de forma a anular o efeito do *aliasing* provocado pela frequência de amostragem (200 Hz) e as perturbações provenientes dos harmônicos da rede elétrica. Para isso, foi projetado um filtro passa-baixas com resposta do tipo Butterworth e implementação em configuração Sallen-Key.

A aproximação Butterworth é apresentada resposta maximamente plana na banda de passagem, significando o melhor compromisso entre atenuação e fase da resposta, não apresentando *ripple* nas

bandas de passagem e rejeição. A resposta plana da aproximação Butterworth força uma grande transição entre as bandas de passagem e rejeição, no entanto, o valor dos elementos dos filtros Butterworth são mais práticos e menos críticos que outras aproximações (JUNG, 2005).

A configuração Sallen-Key se caracteriza por formar uma fonte de tensão controlada por tensão. Desenvolvida em 1955 por R. P. Sallen and E. L. Key, é a topologia mais utilizada desde então. A topologia Sallen-Key utiliza o amplificador operacional na configuração amplificador não-inversor, ao invés da configuração integrador, normalmente utilizada nas outras topologias, minimizando a dependência do circuito no produto ganho banda do amplificador operacional. Isto significa que para um dado amplificador operacional, é possível implementar filtros para frequências mais altas que qualquer outra topologia, pois o sistema não mais apresenta a limitação do produto ganho-banda do amplificador operacional (JUNG, 2005).

O projeto deste estágio de filtragem foi realizado com base na metodologia de Noceti-Filho (2003). Estabeleceu-se como requisitos do projeto, frequência de corte (f_p) de 12, de forma a minimizar a atenuação da componente fundamental (próxima de 1 Hz), atenuação máxima (A_{max}) de 3 dB na banda de passagem e atenuação (V_p/V_s) de 400 vezes na banda de rejeição, na frequência (f_s) de 60 Hz. O gabarito do filtro passa-baixas do sinal de fotopleti-smografia pode ser visualizado na **figura 3.13**. A atenuação mínima na banda de rejeição (A_{min}) pode ser calculada segundo a **equação 3.1**.

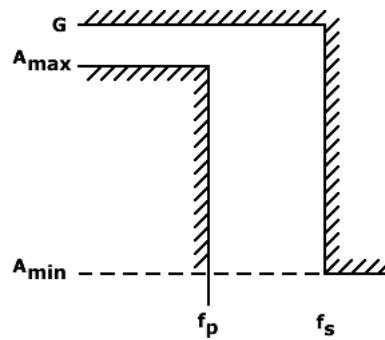


Figura 3.13: Gabarito do filtro passa-baixas para o sinal de fotopleti-smografia.

$$A_{min} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_p}{V_s} \right) \quad (3.1)$$

$$A_{min} = 20 \cdot \log (400)$$

$$A_{min} = 52,04 \text{ dB}$$

A frequência de rejeição normalizada ($\bar{\omega}_s$) é uma translação da banda de passagem do filtro para

a frequência de passagem unitária. Seu valor pode ser calculado pela **equação 3.2**.

$$\bar{\omega}_s = \frac{\omega_s}{\omega_p} \quad (3.2)$$

$$\bar{\omega}_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot 60}{2 \cdot \pi \cdot 12}$$

$$\bar{\omega}_s = 5$$

A ordem (n) do filtro necessário foi calculada de acordo com a **equação 3.3**.

$$n \geq \frac{\log \left(\frac{10^{0,1 \cdot A_{min}} - 1}{10^{0,1 \cdot A_{max}} - 1} \right)}{2 \cdot \log(\bar{\omega}_s)} \quad (3.3)$$

$$n \geq \frac{\log \left(\frac{10^{0,1 \cdot 60} - 1}{10^{0,1 \cdot 3} - 1} \right)}{2 \cdot \log(5)}$$

$$n \geq 3,72$$

$$n = 4$$

O polinômio Butterworth de quarta ordem ($T(s)$) pode ser separado em dois estágios de segunda ordem conforme representa a **equação 3.4**.

$$T(s) = a_0 \cdot \frac{\omega_p^2}{s^2 + 1,84776 \cdot \omega_p \cdot s + \omega_p^2} \cdot \frac{\omega_p^2}{s^2 + 0,76537 \cdot \omega_p \cdot s + \omega_p^2} \quad (3.4)$$

A configuração Sallen-Key de segunda ordem obedece ao polinômio da **equação 3.5**, cujos termos são representados nas **equações 3.6, 3.7 e 3.8**. Para simplificação das equações, utilizou-se o mesmo valor para os capacitores e os resistores da rede de filtragem.

$$T(s) = K \cdot \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q} \cdot s + \omega_p^2} \quad (3.5)$$

$$\omega_p^2 = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (3.6)$$

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}{(1 - K) \cdot R_1 \cdot C_1 + C_2 \cdot (R_1 + R_2)} \quad (3.7)$$

$$Q = \frac{1}{3 - K}$$

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b} \quad (3.8)$$

Comparando-se cada termo da **equação 3.4** com as **equações 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8** é possível determinar-se os parâmetros construtivos do filtro. Os elementos da rede de filtragem podem ser calculados através da frequência de corte. Arbitrou-se o valor do capacitor em 100 nF e valor do resistor foi calculado.

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 12 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{calculado} = 132,63 \text{ k}\Omega \rightarrow R_{utilizado} = 120 \text{ k}\Omega + 12 \text{ k}\Omega$$

Para os valores comerciais de capacitores e resistores escolhidos, o limite da banda de passagem fica estabelecido em:

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 132 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$f_p = 12,057 \text{ Hz}$$

O ganho para o primeiro estágio foi determinado pela equação abaixo:

$$\frac{1}{Q} = 1,84776$$

$$3 - K = 1,84776$$

$$K = 1,15224$$

O resistor da referência (R_b) foi fixado em 22 k Ω . O ganho para o primeiro estágio foi determinado pela equação abaixo:

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$1,15224 = \frac{R_a + 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

$$R_a = 3,35 \text{ k}\Omega \rightarrow R_a = 3,3 \text{ k}\Omega$$

Através dos valores comerciais obtidos, pode-se calcular o ganho real deste estágio do filtro.

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$K = \frac{3,3 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

$$K = 1,15$$

O segundo estágio do filtro possui os mesmos componentes na rede de filtragem e o ganho deste estágio foi calculado na equação abaixo.

$$\frac{1}{Q} = 0,76537$$

$$3 - K = 0,76537$$

$$K = 2,23463$$

O resistor da referência (R_b) novamente foi fixado em 22 kΩ, de forma que o resistor R_a foi calculado.

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$2,23463 = \frac{R_a + 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

$$R_{a(\text{calculado})} = 27,16 \text{ k}\Omega \rightarrow R_{a(\text{utilizado})} = 27 \text{ k}\Omega$$

Através dos valores comerciais obtidos, pode-se calcular o ganho real deste estágio do filtro.

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$K = \frac{27 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

$$K = 2,2273$$

O filtro projetado com os componentes em valores comerciais está ilustrado na **figura 3.14**.

O sinal, após ser filtrado, passa por um estágio de amplificação construído por um amplificador não-inversor e um potenciômetro digital MCP41050 *Microchip Technology*. O microcontrolador

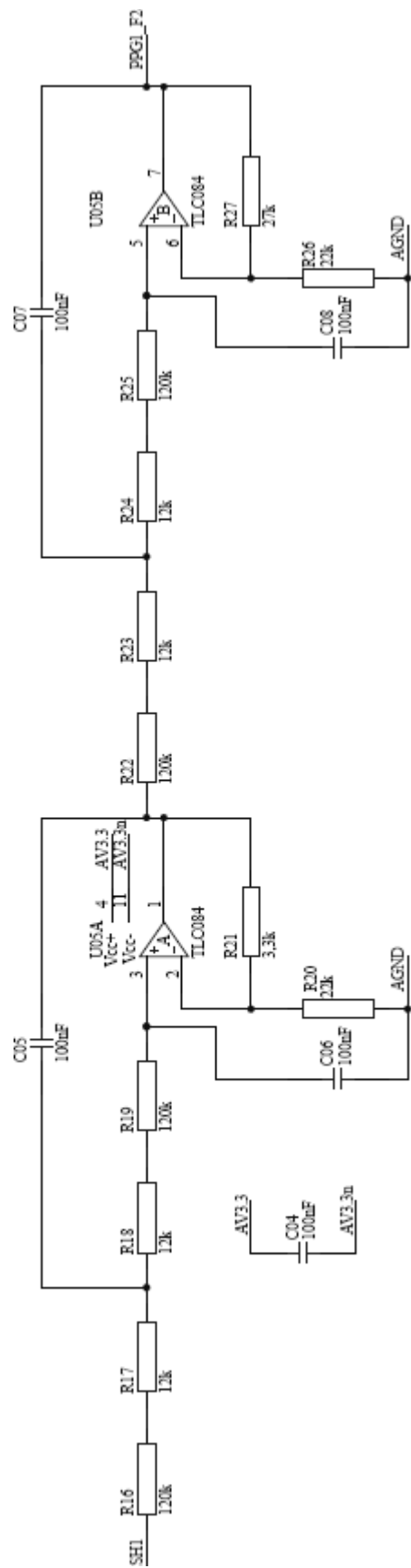


Figura 3.14: Esquemático do filtro passa-baixas projetado para o condicionamento do sinal de PPG.

comunica-se com o potenciômetro através de um barramento SPI (*Serial Peripheral Interface*). Os três canais de tratamento do sinal de fotopletismografia podem ter seus ganhos configurados independentemente pelo microcontrolador, sendo que a seleção do canal a ter seu ganho modificado é realizada pelos sinais 0, 1 e 2 do *port 2* do microcontrolador (P2.0, P2.1 e P2.2). O potenciômetro possui 256 passos e seu valor máximo é de 50 k Ω . Assim, o amplificador não-inversor é capaz de amplificar o sinal desde o ganho unitário até 11,64 vezes. O circuito está apresentado na **figura 3.15**.

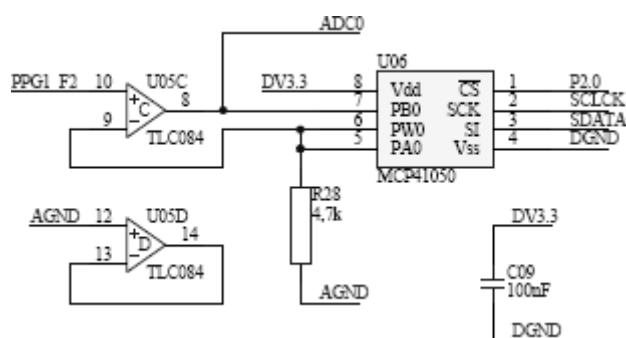


Figura 3.15: Diagrama esquemático do amplificador de ganho ajustável do sinal de PPG.

O ganho total da cadeia de condicionamento do sinal de fotopletismografia foi calculado levando-se em consideração o ganho individual de cada estágio. O ganho total mínimo e máximo da cadeia de condicionamento do sinal de fotopletismografia foi calculado nas **equações 3.9 e 3.10**.

$$G_{total} = K_1 \cdot K_2 \cdot G_{min} \quad (3.9)$$

$$G_{total} = 1,15 \cdot 2,2273 \cdot 1$$

$$G_{total} = 2,56$$

$$G_{total} = K_1 \cdot K_2 \cdot G_{max} \quad (3.10)$$

$$G_{total} = 1,15 \cdot 2,2273 \cdot 11,64$$

$$G_{total} = 29,81$$

3.1.5 Condicionamento do Sinal Eletrocardiográfico

Para o condicionamento do sinal eletrocardiográfico, foi projetado um seletor de derivações, dois estágios de filtragem e um estágio de amplificação, conforme ilustrado no diagrama em blocos da

figura 3.16

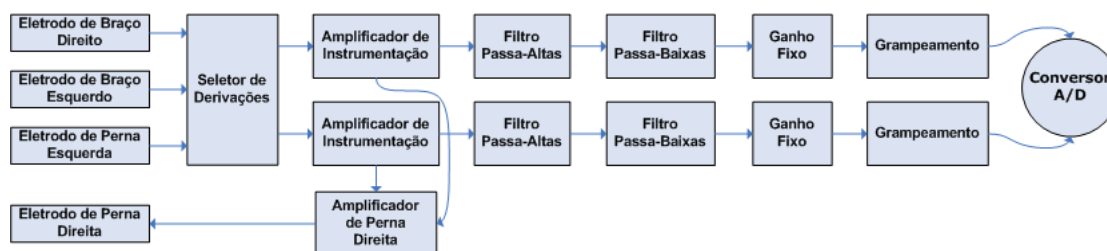
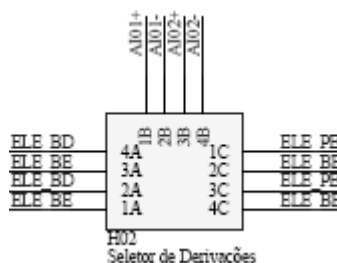


Figura 3.16: Diagrama em blocos do condicionamento do sinal eletrocardiográfico.

No sistema, foram utilizados quatro eletrodos de eletrocardiografia, posicionados segundo a padronização proposta por Einthoven. Os eletrodos referentes ao braço direito, ao braço esquerdo e à perna esquerda podem ser configurados através de *jumpers* na placa formando qualquer das três derivações de Einthoven.

O diagrama esquemático do circuito de seleção das derivações está ilustrado na **figura 3.17**. A primeira derivação é selecionada conectando-se a entrada positiva do amplificador de instrumentação ao terminal A de H02 e a entrada negativa ao terminal A. A segunda derivação é selecionada através da configuração C e A nos terminais e a terceira derivação é selecionada com a configuração C e C nos terminais. A configuração A e C produz saída nula.



(a) Diagrama esquemático

(b) Configuração de *jumpers*

Figura 3.17: Circuito de seleção de derivações do sinal de ECG.

O sistema deve ser capaz de adquirir sinais eletrocardiográficos de frequências entre 0,5 Hz e 50 Hz, faixa de frequências indicada para o ECG de monitorização. Para isso, segundo Nyquist, a frequência de amostragem deveria ser superior a duas vezes a máxima frequência do sinal, resultando em valor superior a 100 Hz. Vislumbrando a possibilidade de expansão futura do sistema para

aquisição de ECG clínico, faixa de frequências entre 0,05 Hz e 150 Hz, optou-se pela frequência de amostragem de 400 Hz. O sinal dos eletrodos é adquirido por um amplificador de instrumentação de elevada impedância de entrada e razão de rejeição de modo comum. Com base nestas características construtivas, o amplificador de instrumentação utilizado foi o AD8221 (*Analog Devices*).

Na entrada de cada canal do amplificador de instrumentação foi implementado um filtro passa-baixas de primeira ordem do tipo rede RC, com frequência de corte superior a 450 Hz com o objetivo de melhorar a rejeição das interferências provenientes da alta frequência, induzidas pelos cabos de eletrocardiografia. Utilizando um capacitor de 1 nF e um resistor de 330 kΩ, obteve-se um filtro com frequência de corte de, aproximadamente, 482,3 Hz. O ganho deste estágio não deve ser elevado, sendo utilizando, normalmente, ganhos próximos de seis, pois os potenciais gerados entre os eletrodos e a pele podem ser superiores a 300 mV, o que pode levar o amplificador de instrumentação à saturação em ganhos elevados. Deve-se, também, dividir o resistor de ganho em dois resistores, de modo a possibilitar que a tensão de modo comum no amplificador de instrumentação seja conduzida até o amplificador de perna direita. Desta forma, a equação modificada do ganho do amplificador de instrumentação está representada na **equação 3.11** e pode ser utilizada para calcular o valor dos resistores.

$$G_{AI} = 1 + \frac{49,4 \cdot 10^3}{R_G} \quad (3.11)$$

$$6 = 1 + \frac{49,4 \cdot 10^3}{2 \cdot R}$$

$$R_{calculado} = 4,94 \text{ k}\Omega \rightarrow R_{utilizado} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

Recalculando-se o ganho para o novo valor comercial, obtém-se:

$$G_{AI} = 1 + \frac{49,4 \cdot 10^3}{2 \cdot 4,7 \cdot 10^3}$$

$$G_{AI} = 6,255$$

O diagrama esquemático do circuito do amplificador de instrumentação é apresentado na **figura 3.18**.

Após o amplificador de instrumentação, o sinal deve passar por um filtro passa-altas com frequência de corte de 0,5 Hz, projetado para cancelar as componentes de baixa frequência provenientes do potencial de meia-célula. Pelos mesmos motivos mencionados no projeto do filtro do sinal de PPG, deseja-se que o filtro possua resposta Butterworth e topologia Sallen-Key.

Para o projeto do filtro passa-altas, segundo a metodologia de Noceti-Filho (2003) foi projetado

mos foram representados nas **equações 3.6, 3.7 e 3.8** da **página 44**. Novamente, utilizou-se os mesmos valores para os capacitores e os resistores da rede de filtragem. Comparando-se cada termo da **equação 3.14** com as **equações 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8** é possível determinar-se os parâmetros construtivos do filtro. Os elementos da rede de filtragem podem ser calculados através da frequência de corte. Arbitrou-se o valor do capacitor em 470 nF e valor do resistor foi calculado.

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,5 \cdot 470 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{calculado} = 677,25 \text{ k}\Omega \rightarrow R_{utilizado} = 680 \text{ k}\Omega$$

Para os valores comerciais de capacitores e resistores escolhidos, o limite da banda de passagem fica estabelecido em:

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 680 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-9}}$$

$$f_p = 0,498 \text{ Hz}$$

O ganho foi determinado pela equação abaixo:

$$\frac{1}{Q} = 1,41442$$

$$3 - K = 1,41442$$

$$K = 1,58558$$

O resistor da referência (R_b) foi fixado em 22 k Ω . O ganho foi, então, determinado pela equação abaixo:

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$1,58558 = \frac{R_a + 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

$$R_{a(calculado)} = 12,88 \text{ k}\Omega \rightarrow R_{a(utilizado)} = 12 \text{ k}\Omega$$

Através dos valores comerciais obtidos, pode-se calcular o ganho real deste estágio do filtro.

$$K = \frac{R_a + R_b}{R_b}$$

$$K = \frac{12 \cdot 10^3 + 22 \cdot 10^3}{22 \cdot 10^3}$$

$$K = 1,5454$$

O diagrama esquemático deste estágio de filtragem é apresentado na **figura 3.19**.

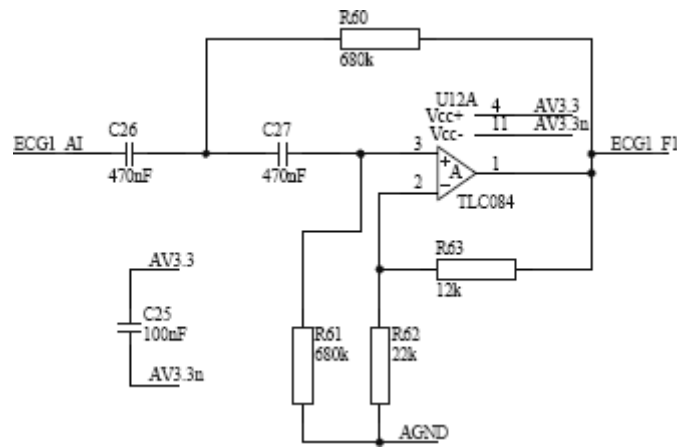


Figura 3.19: Diagrama esquemático do filtro passa-altas do sinal de ECG.

O sinal proveniente do filtro passa-altas, deve passar por um filtro passa-baixas com dupla função: rejeição das frequências harmônicas da rede elétrica e filtro *anti-aliasing*. Este filtro também foi projetado como um passa-baixas normalizado, segundo a metodologia de Noceti-Filho (2003), com f_p em 50 Hz, A_{max} de 3 dB, A_{min} próximo de 15 dB em f_s de 120 Hz. A frequência de rejeição normalizada ($\bar{\omega}_s$) pode ser calculada pela **equação 3.12**.

$$\bar{\omega}_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot 120}{2 \cdot \pi \cdot 50}$$

$$\bar{\omega}_s = 2,4$$

Utilizando-se a **equação 3.13**, é possível calcular a ordem do filtro desejado.

$$n \geq \frac{\log \left(\frac{10^{0,1 \cdot 15} - 1}{10^{0,1 \cdot 3} - 1} \right)}{2 \cdot \log(2,4)}$$

$$n \geq 1,957$$

$$n = 2$$

O polinômio Butterworth de segunda ordem ($T(s)$) está representado na **equação 3.14**. Novamente através das **equações 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8** da **página 44** e utilizando-se os mesmos valores para os capacitores e os resistores da rede de filtragem, após comparação com as **equações 3.14, 3.5, 3.6, 3.7 e 3.8** é possível determinar-se os parâmetros construtivos do filtro. Os elementos da rede de filtragem podem ser calculados através da frequência de corte. Arbitrou-se o valor do capacitor em 100 nF e valor do resistor foi calculado.

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$R = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{calculado} = 31,83 \text{ k}\Omega \rightarrow R_{utilizado} = 27 \text{ k}\Omega$$

Para os valores comerciais de capacitores e resistores escolhidos, o limite da banda de passagem fica estabelecido em:

$$\omega_p = \frac{1}{R \cdot C}$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}}$$

$$f_p = 58,946 \text{ Hz}$$

O ganho não precisa ser calculado, pois é o mesmo do filtro passa-altas anteriormente calculado. Portanto, o esquemático do filtro passa-baixas está ilustrado na **figura 3.20**.

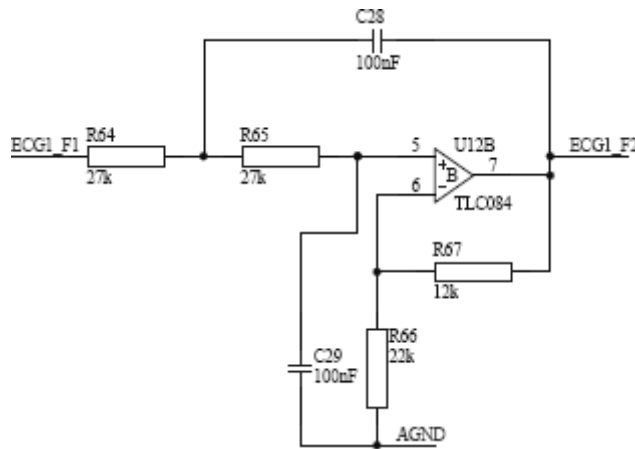


Figura 3.20: Diagrama esquemático do filtro passa-baixas do sinal de ECG.

Após a etapa de filtragem, um ganho adicional de aproximadamente 120 vezes, foi implemen-

tado. Para tal, fez-se uso de um amplificador operacional em configuração amplificador não-inversor. Arbitrou-se o resistor de realimentação R_a em $560\text{ k}\Omega$, calculando-se o resistor R_b , obtém-se:

$$K = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

$$120 = 1 + \frac{560 \cdot 10^3}{R_b}$$

$$R_{b(\text{calculado})} = 4,706\text{ k}\Omega \rightarrow R_{b(\text{utilizado})} = 4,7\text{ k}\Omega$$

O ganho adicional deste estágio, com os componentes comerciais, será:

$$K = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

$$K = 1 + \frac{560 \cdot 10^3}{4,7 \cdot 10^3}$$

$$K = 120,15$$

O amplificador implementado pode ser visualizado na **figura 3.21**.

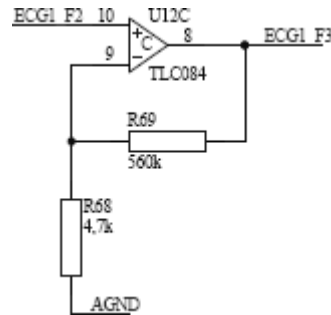


Figura 3.21: Diagrama esquemático do estágio de ganho fixo adicional.

O conversor A/D do microcontrolador opera com tensões positivas, na faixa entre 0 V e $2,5\text{ V}$. Portanto, foi necessário realizar um grampeamento no nível de tensão através de um amplificador somador não-inversor e de uma referência de tensão. A referência de tensão foi gerada a partir dos resistores R70 e R71 em configuração divisor de tensão, conforme representado na **figura 3.22**.

O valor da referência pode ser obtida através da **equação 3.15**.

$$V_{ref} = V_{AV3.3} \cdot \frac{R71}{R70 + R71} \quad (3.15)$$



Figura 3.22: Referência de tensão para o amplificador somador não-inversor.

$$V_{ref} = 3,3 \cdot \frac{47 \cdot 10^3}{27 \cdot 10^3 + 47 \cdot 10^3}$$

$$V_{ref} = 2,096V$$

A função de transferência do amplificador somador não-inversor, cujo diagrama esquemático está representado na **figura 3.23**, pode ser visualizada na **equação 3.16**

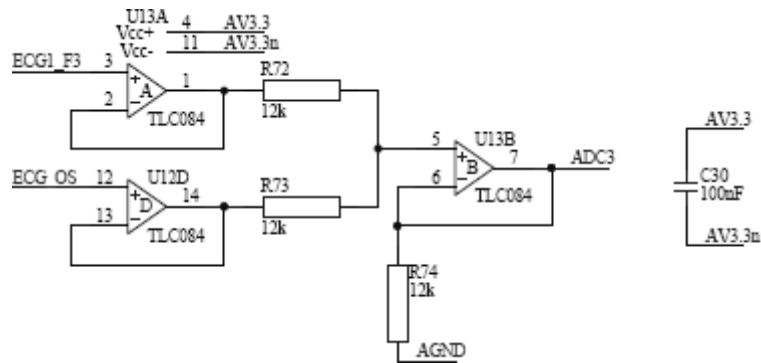


Figura 3.23: Diagrama esquemático do amplificador somador não-inversor.

$$V_{saida} = \frac{V_{ent} + V_{ref}}{2} \quad (3.16)$$

$$V_{saida} = \frac{V_{ent} + 2,096}{2}$$

$$V_{saida} = \frac{V_{ent}}{2} + 1,048$$

Com o objetivo de minimizar a ocorrência de saturação dos AmpOps por tensão de modo comum, projetou-se um amplificador de perna direita (*Right Drive Leg*). A média da tensão dos canais de eletrocardiografia é invertida e injetada na perna direita do paciente, de forma a reduzir a tensão de modo comum e minimizar o efeito de interferências induzidas pela rede elétrica. O circuito projetado está esquematizado na **figura 3.24**.

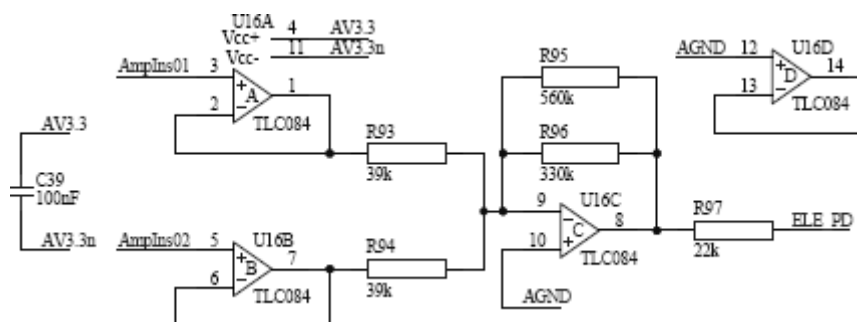


Figura 3.24: Diagrama esquemático do amplificador de perna direita.

3.1.6 Módulo de Aquisição, Processamento e Transmissão dos Sinais

A parte digital da estação portátil é constituída de um microcontrolador e um módulo de rádio e é responsável pelo chaveamento dos LEDs, pela conversão dos sinais analógicos provenientes do transdutor e dos eletrodos, pelo tratamento do sinal digitalizado e pelo envio dos dados para a estação rádio-base.

Microncontrolador

Foi realizado um levantamento dos requisitos do sistema e dos microcontroladores disponíveis comercialmente e optou-se pelo microcontrolador ADuC841BSZ62-3 (*Analog Devices*) devido aos seus periféricos. A **tabela 3.2** relaciona as características mais importantes do dispositivo.

Tabela 3.2: Características do microcontrolador ADuC841BSZ62-3.

Frequência de trabalho	20 MHz
Velocidade de processamento	20 MIPS
Memória EEPROM de programa	62 kB
Memória RAM de dados	2.304 B
Canais para conversão A/D	8
Resolução do conversor A/D	12 bits
Canais para conversão D/A	2
Resolução do conversor D/A	12 bits
Comunicação UART Serial	1 canal
Comunicação SPI	1 canal
Timers	3

O sistema foi projetado de forma a possibilitar o funcionamento do microcontrolador com um cristal externo de 20 MHz, e alimentação em 3,3 V, conforme visualizado na **figura 3.25**. O microcontrolador também é capaz de controlar o acionamento de dois LEDs de comunicação, para informar sobre situações potencialmente perigosas. Os LEDs podem ser substituídos por *buzzers* para aviso sonoro. O diagrama esquemático dos sistema de aviso está apresentado na **figura 3.26**.

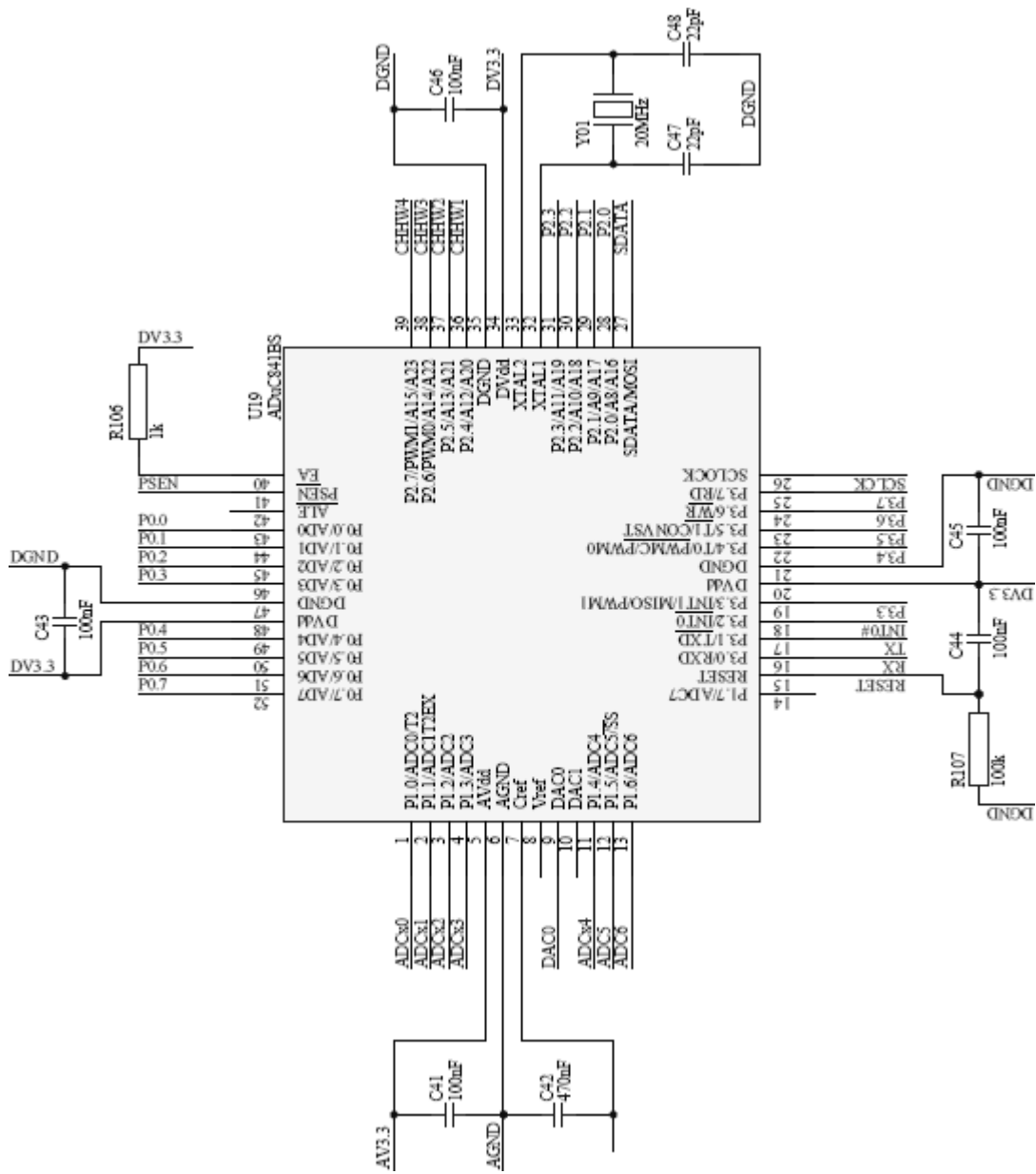


Figura 3.25: Diagrama esquemático do microcontrolador da estação portátil.

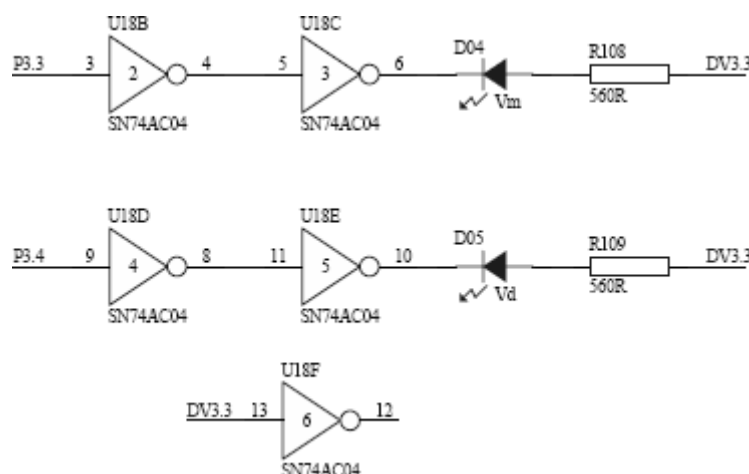


Figura 3.26: Diagrama esquemático dos LEDs de informação do sistema.

O *port 1* do microcontrolador pode ser configurado para entrada analógica, com o objetivo de permitir a conversão do sinal de tensão analógico para sinal digital. Neste caso, a tensão do sinal não pode ultrapassar 2,5 V. Portanto, foram utilizados diodos 1N5221B (*Vishay Semiconductors*) em configuração Zener como proteção das entradas analógicas. Desta forma, a tensão máxima nas entradas analógicas do microcontrolador é de 2,4 V. O *firmware* do microcontrolador pode ser carregado através de uma interface de *Download Serial* implementada por meio de um barramento de seis terminais na placa.

Uma chave de *hardware* foi implementada de maneira a permitir que o sistema possua uma identificação digital da estação portátil. Esta identificação será transmitida pelo rádio a cada pacote de dados para identificar a proveniência do sinal. O *port 0* do microcontrolador é coletor aberto, necessitando, portanto de resistores de *pull-up* para atuar como entrada digital. O circuito de limitação do sinal de entrada analógico, a chave de *hardware* e os resistores de *pull-up* estão representados na **figura 3.27**.

Módulo de Rádio

Outro levantamento foi realizado quanto aos tipos de dispositivos para comunicação via radio-freqüência disponíveis comercialmente. Optou-se pelos módulos XBee e XBee PRO (*MaxStream*), devido às características apresentadas na **tabela 3.3**.

Na estação portátil, foi utilizado um módulo de rádio XBee com antena tipo fio. O rádio comunica-se com o microcontrolador via interface UART Serial, a mesma interface utilizada para o *Download Serial*, portanto, fez-se necessário a utilização de dois *jumpers* de seleção entre *Download*

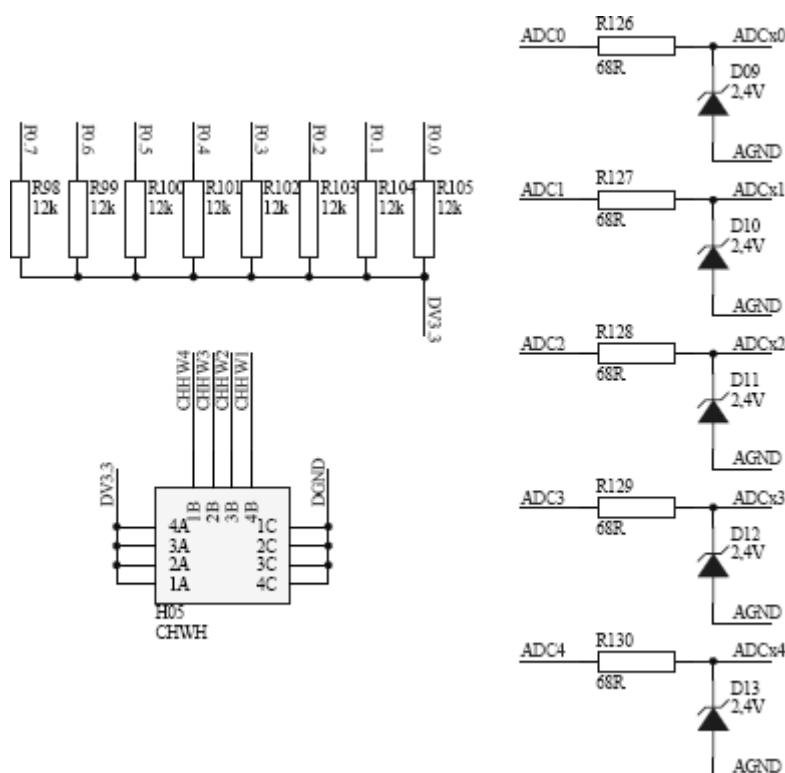


Figura 3.27: Circuito de limitação da tensão das entradas analógicas, chave de *hardware* e resistores de *pull-up*.

Tabela 3.3: Características dos módulos XBee e XBee PRO.

Características	XBee	XBee PRO
Velocidade de transmissão no ar	250.000 bps	250.000 bps
Velocidade de transmissão serial	115.200 bps	115.200 bps
Banda de frequência de comunicação	2,4 GHz	2,4 GHz
Protocolo de comunicação ZigBee	Habilitado	Habilitado
Protocolo de comunicação IEEE 802.15.4	Habilitado	Habilitado
Alcance em campo aberto	até 100 m	até 1.600 m
Potência de transmissão	1 mW	100 mW

Serial e rádio. O diagrama esquemático do rádio e a interface de *Download Serial* estão representados na **figura 3.28**.

3.2 Estação Rádio-Base

A estação rádio-base é composta de três módulos digitais: o rádio, o microcontrolador e o módulo USB. A estação rádio-base atua como um módulo retransmissor, transmitindo os dados recebidos pela USB através do rádio e transmitindo os dados recebidos pelo rádio através da USB.

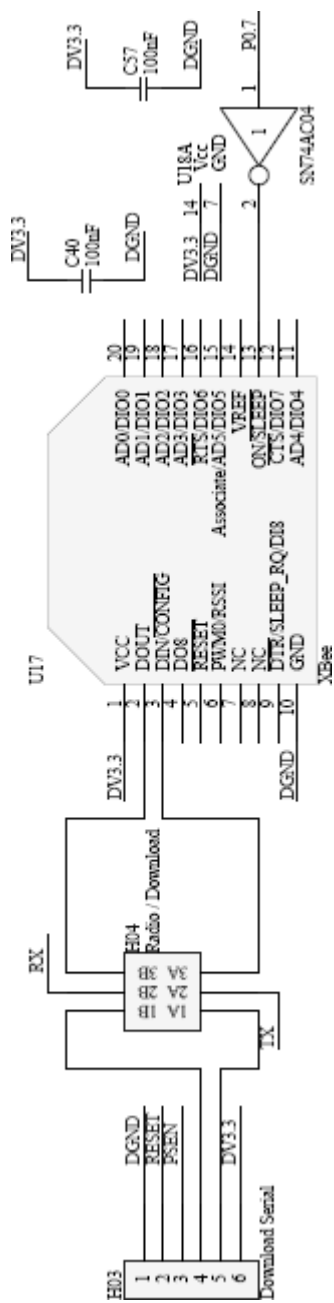


Figura 3.28: Módulo de rádio e circuito de *Download Serial* na estação portátil.

3.2.1 Módulo de Rádio Transceptor

A estação rádio-base deve comunicar-se com estações remotas a uma distância de até 100 metros. Para garantir o alcance, alvitrou-se a utilização de um módulo de rádio XBee PRO (*MaxStream*). Este módulo possui alcance máximo de 1.600 metros em campo aberto, com consumo de corrente elétrica de pico durante a transmissão de 270 mA. O diagrama esquemático do módulo de rádio está representado na **figura 3.29**.

3.2.2 Microcontrolador

Na estação rádio-base, apesar dos requisitos de projeto não serem tantos quanto os das estações portáteis, também foi utilizado um ADuC841BSZ62-3 (*Analog Devices*) por facilidade de implementação. A estação rádio-base realiza a tarefa de uma repetidora, transmitindo os dados recebidos pela USB através da UART serial para o rádio e transmitindo os dados recebidos pela UART serial do rádio através da USB. Os diagramas esquemáticos do microcontrolador e dos barramentos de acesso e pontos de teste do microcontrolador podem ser visualizados nas **figuras 3.30 e 3.31**.

3.2.3 Módulo da USB

A comunicação da estação rádio-base com a porta USB do computador é feita através do módulo USB UM245R (*FTDI Technologies*). Este módulo possui dois *buffers* de dados, uma FIFO de entrada e uma FIFO de saída, permitindo que os dados possam ser processados sem que a comunicação deva ser interrompida. A comunicação do módulo é *duplex*, significando que a operação de leitura e a operação de escrita não podem ser realizadas ao mesmo tempo.

O módulo também possui a facilidade de utilizar a própria alimentação proveniente da USB como fonte de energia para o circuito, com níveis de tensão de 5 V e 3,3 V, contanto que o consumo não ultrapasse 100 mA. O diagrama esquemático do módulo USB e dos barramentos utilizados como pontos de teste está representado na **figura 3.32**.

3.3 Rede de Comunicação de Dados

As estações portáteis e a estação rádio-base formam uma rede tipo mestre-escravo. Nesta configuração, a estação rádio-base atua como mestre, enviando pedidos de informação para cada estação

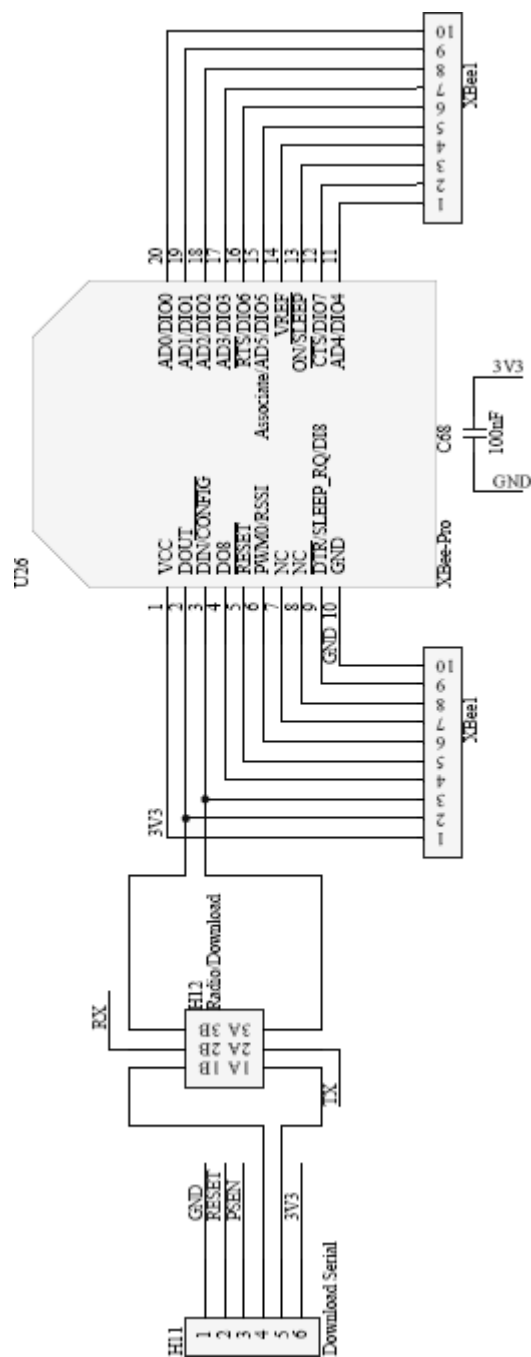


Figura 3.29: Diagrama esquemático do módulo de rádio transceptor da estação rádio-base.

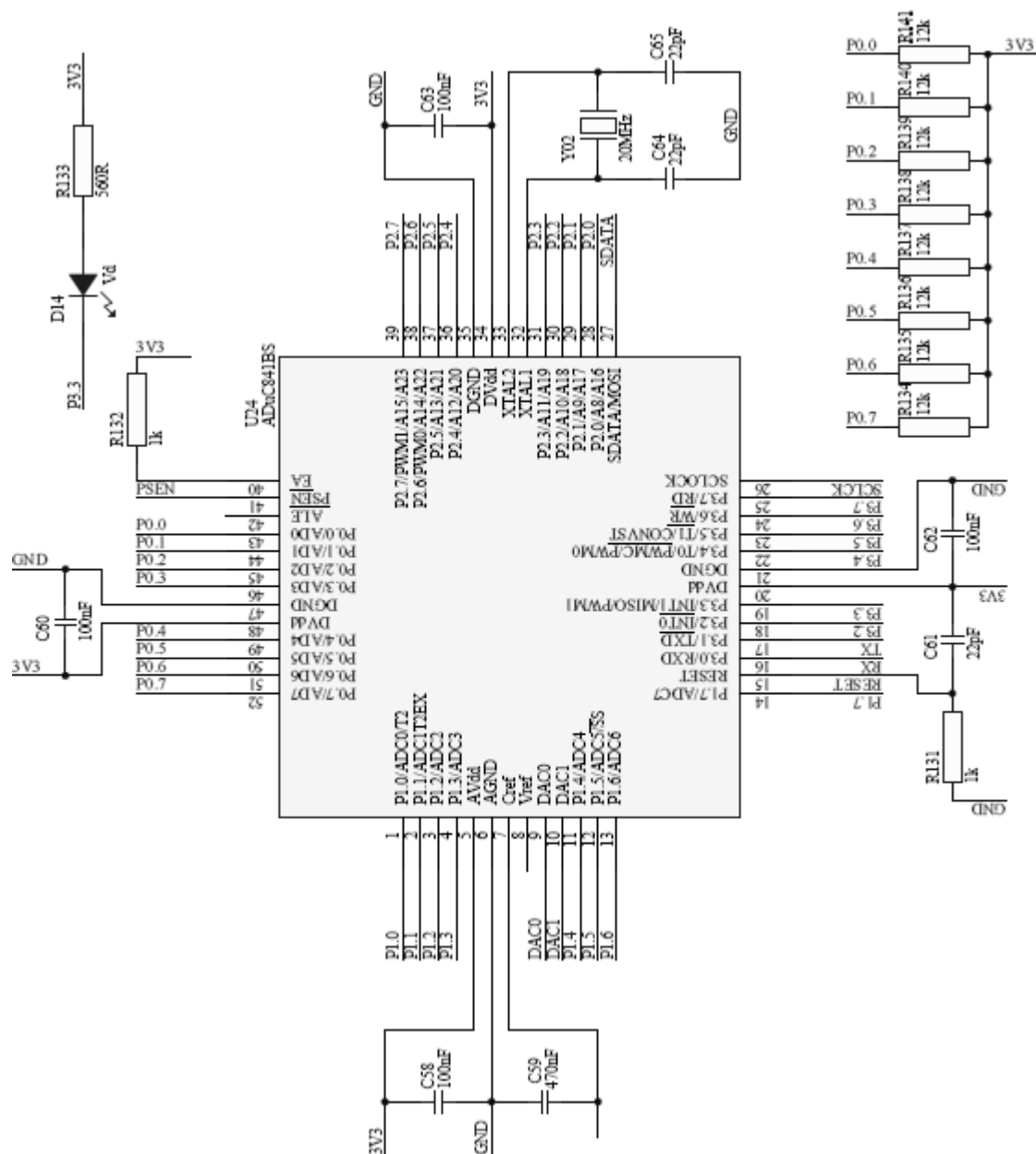


Figura 3.30: Diagrama esquemático do microcontrolador da estação rádio-base.

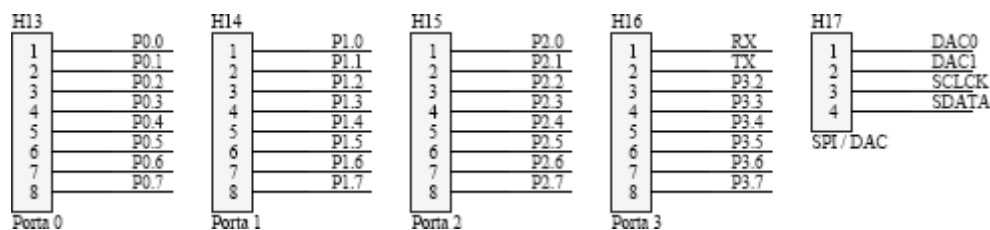


Figura 3.31: Diagrama esquemático dos pontos de acesso ao microcontrolador da estação rádio-base.

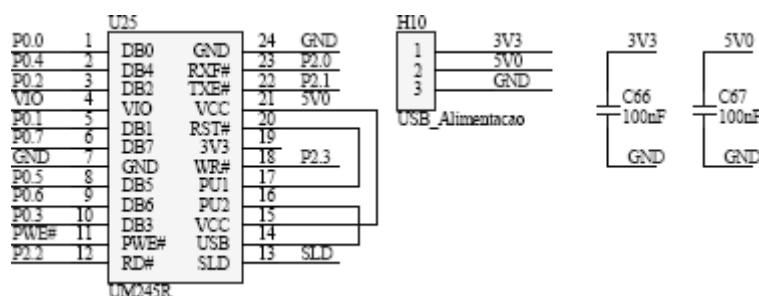


Figura 3.32: Diagrama esquemático do módulo USB na estação rádio-base.

portátil, de acordo com a sequência definida pelo computador ou a prioridade da informação, enquanto que todas as estações portáteis aguardam a solicitação da estação rádio-base para efetuar a comunicação. Os módulos de rádio podem se comunicar através de dois modos: AT e API.

Modo AT - No modo AT, um canal de comunicação é aberto entre o transmissor e o receptor antes de realizar a transmissão dos dados. Uma vez aberto a canal, vários dados e comandos podem ser enviados e recebidos sem a necessidade de se endereçar cada pacote de dados;

Modo API - No modo API, cada pacote de dados deve ser montado e endereçado antes de ser transmitido. No entanto, cada pacote de dados recebido acompanha a informação do nível de potência do sinal recebido e para cada pacote enviado é sucedido por uma confirmação.

O modo escolhido foi o modo API, pois, neste modo, os pacotes de dados são prontamente respondidos e pode-se comunicar com diferentes módulos sem a necessidade de abertura do canal de comunicação. No entanto, neste modo, os pacotes devem ser encapsulados em *frames* API, segundo uma estrutura bem definida e no máximo 100 *bytes* de dados podem ser empacotados em cada *frame* API.

Os módulos XBee e XBee PRO podem funcionar segundo o protocolo IEEE 802.15.4 ou sob o protocolo ZigBee. O protocolo IEEE 802.15.4 permite a criação de redes ponto-a-ponto, ponto-a-multiponto e *peer-to-peer*. Embora o protocolo IEEE 802.15.4 requeira a figura de um coordenador na rede, os módulos da MaxStream podem ser utilizados sem que esta opção esteja ativada. O

protocolo ZigBee é baseado no IEEE 802.15.4, com as vantagens de permitir a implementação de topologias de rede *mesh* e a capacidade de autocura, isto é, caso um dispositivo da rede necessário para acessar outro mais distante não esteja funcional, uma nova rota pode ser gerada pela rede para o acesso a este dispositivo. Em redes pequenas, a topologia *mesh* e a capacidade de autocura não são necessárias, portanto, o protocolo utilizado foi o IEEE 802.15.4.

Os módulos permitem ainda duas formas de endereçamento dos pacotes: endereçamento em 16 *bits* ou endereçamento em 64 *bits*. O modo de endereçamento de 16 *bits* requer que o endereço seja gravado no *firmware* do rádio. Este endereço deve ser escolhido de forma a permanecer único dentro da rede. Cada módulo XBee possui um número de 64 *bits* fornecido pelo IEEE que é único em escala mundial. Portanto, optou-se pelo uso do modo de endereçamento de 64 *bits*.

3.3.1 Aquisição de Dados

Os sinais dos três canais de fotopletismografia (PPG1, PPG2 e PPG3) foram amostrados com frequência de 200 Hz, enquanto que os sinais dos dois canais de eletrocardiografia (ECG1 e ECG2) foram amostrados em 400 Hz. Desta forma, uma aquisição de cada canal de fotopletismografia é realizada a cada duas conversões de cada canal de eletrocardiografia. O conversor analógico-digital do microcontrolador é de 12 *bits*, portanto, a cada conversão, um *byte* e meio de dados estão disponíveis para empacotamento e transmissão. Supondo que o *byte* e meio fosse transmitido em dois *bytes*, completado com *bits* 0, um quarto do pacote de dados seria formado por *bits* desnecessários. Desta forma, preferiu-se processar os *bits* em um arranjo que foi denominado de pacote de aquisição.

Um pacote de aquisição é formado a cada 10 milisegundos e é compreendido de quatro conversões de cada canal de eletrocardiografia e duas conversões de cada canal de fotopletismografia. A **figura 3.33** ilustra uma linha temporal para a formação do pacote de aquisição e sua estrutura física através da intercalação dos MSBs e LSBs dos 14 amostras de canais convertidos para formar um pacote de 21 *bytes* de dados a cada 10 milisegundos.

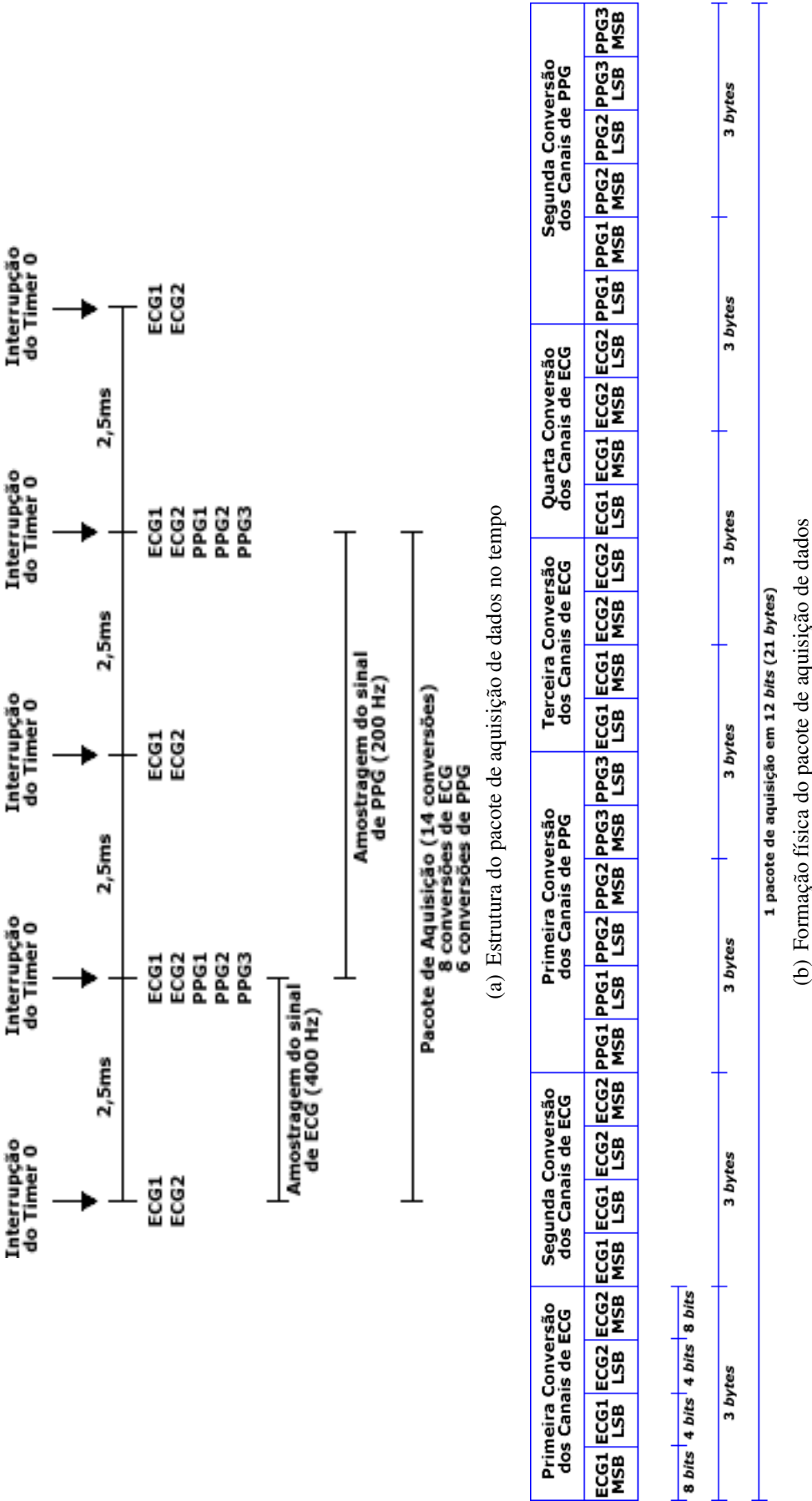


Figura 3.33: Estrutura física e temporal do pacote de aquisição de dados.

3.3.2 Protocolo de Transmissão

O sistema realiza dois empacotamentos para a transmissão dos dados: o empacotamento de dados pela aplicação e o empacotamento para a transmissão.

Empacotamento dos dados pela aplicação

Foi desenvolvido um protocolo próprio e compacto para verificação da integridade dos dados transmitidos. O protocolo foi projetado para ser robusto, seguro e reutilizável em outros sistemas. Antes de ser transmitido, o dado deve ser empacotado dentro de um *frame* que será chamado de *frame* de dados. O *frame* de dados possui a seguinte estrutura:

- Campo inicializador;
- Campo com a identificação da estação de origem;
- Campo com a identificação do *frame*;
- Campo com o número de *bytes* de dados;
- Campo com o tipo de dados (comando);
- Campo com os *bytes* de dados;
- Campo com o CRC;
- Campo finalizador.

O inicializador marca o início de um pacote de dados e o finalizador marca o final do pacote. Qualquer dado recebido antes de um inicializador válido (código 0x1802) será descartado. Logo após o inicializador, um *byte* identifica a estação de origem do pacote de dados. Através deste campo, é possível identificar até 256 estações diferentes. Os dois *bytes* seguintes identificam o número do *frame* de dados, podendo ser indentificados até 65.536 *frames* diferentes sem repetição. Um *byte* é utilizado para informar o número de *bytes* a serem lidos em seguida, sem contar o CRC e o finalizador. Uma vez que o valor 0, neste caso, não apresenta utilidade, ele foi utilizado para significar 256, número máximo de *bytes* que podem ser transmitido segundo esta versão do protocolo.

Em seguida, um *byte* de tipo de dados é inserido no *frame*, com o intuito de identificar a natureza dos dados que serão adicionados na sequência. Para diferenciar a origem dos dados, utilizou-se uma

convenção baseada no valor do *bit* mais significativo. Os dados de comando (estação rádio-base para estação portátil) possuem valor entre 0x00 e 0x7F, enquanto que os dados de resposta a um comando (estação portátil para estação rádio-base) são caracterizados pelos valores entre 0x80 e 0xFF, segundo apresentado na **tabela 3.4**.

Tabela 3.4: Lista de comandos.

Código do comando	Comando	Código da Resposta	Resposta
0x01	Estação Ativa?	0x81	Sim
0x02	Executar Autoteste	0x82	OK
0x03	Autoteste Concluído?	0x83 + PARAM 0x84	Sim Não
0x04	Configurar + PARAM	0x85 + PARAM 0x86	Sim Erro
0x05	Inicia Aquisição + TIPO	0x87 0x88	OK Erro
0x06	Amostragens Disponíveis?	0x89 + DADOS 0x8A + DADOS 0x8B	ECGs e PPGs Bateria Erro
0x07	Parar Aquisição	0x8C	OK

Então, os *bytes* de dados são inseridos e uma verificação é realizada através de um código detector de erro. O código detector de erro utilizado foi o CRC8 CCITT, devido à sua facilidade de implementação em *hardwares* binários. O CRC-8 da CCITT é calculado através do polinômio 0x8D ($x^8 + x^7 + x^3 + x^2 + 1$), com valor inicial de 0xFF e valor final de 0x00, com os dados de entrada e o valor de saída não refletidos e sem realização de XOR no valor de saída.

Por fim, um finalizador de valor 0xE7FD (0xFFFF - 0x1802 = 0xE7FD) marca o final do pacote de dados. Os dados empacotados estão prontos para o segundo empacotamento, obrigatório para a transmissão pelo módulo de rádio.

Empacotamento de dados para a transmissão pelo rádio

O *frame* API, necessário pelo protocolo do rádio, possui a seguinte estrutura de campos:

- Inicializador - O início de um *frame* API é indicado pelo *byte* 0x7E;
- Tamanho do *frame* de dados - Campo com dois *bytes* que indicam o número de *bytes* do *frame* de dados;
- *Frame* de dados - O *frame* de dados possui estrutura variável, dependendo do tipo de informação que será passada;
- *Checksum* - Um *byte* para verificação da integridade do *frame*. O *checksum* é o complemento da máscara da soma dos *bytes* do *frame* de dados com 0xFF.

O *frame* de dados depende do tipo de informação a ser passada ou recebida pelo rádio, podendo ser um dos tipos a seguir:

- *Frame* de estado;
- *Frame* de comando AT;
- *Frame* de resposta a um comando AT;
- *Frame* de transmissão de dados;
- *Frame* de estado da transmissão;
- *Frame* de dados recebidos.

O *frame* de estado é enviado pelo módulo de rádio caso as condições da rede mudem de forma inesperada. A estrutura de um *frame* de estado está indicada na **figura 3.34**.

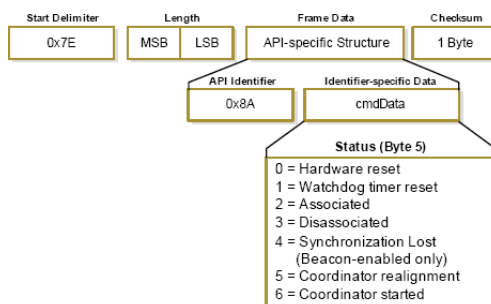


Figura 3.34: Estrutura do *frame* de estado. Extraído do *datasheet* do fabricante.

Os *frames* de comando AT são utilizados para configurar os parâmetros do módulo de rádio ou para verifica ra atual configuração do mesmo. A estrutura de um *frame* de comando AT está indicada na **figura 3.35**.

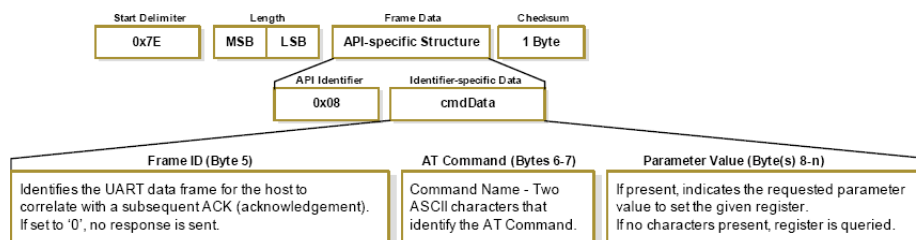


Figura 3.35: Estrutura do *frame* de comando AT. Extraído do *datasheet* do fabricante.

A cada *frame* de comandos AT o módulo responde com um *frame* de resposta a um comando AT, cuja estrutura está ilustrada na **figura 3.36**.

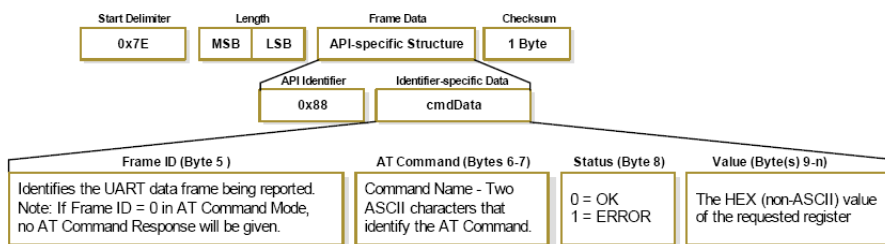


Figura 3.36: Estrutura do *frame* de resposta a um comando AT. Extraído do *datasheet* do fabricante.

Para transmitir um pacote de dados de uma estação a outra, deve ser utilizado um *frame* de transmissão, contendo a estrutura indicada na **figura 3.37**.

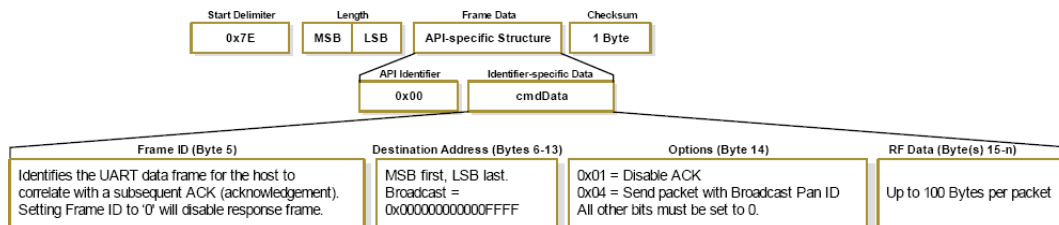


Figura 3.37: Estrutura do *frame* de transmissão. Extraído do *datasheet* do fabricante.

A cada *frame* de transmissão, dependendo das opções seleccionadas, pode ser recebido um *frame* com o estado da transmissão. A estrutura deste *frame* está ilustrada na **figura 3.38**.

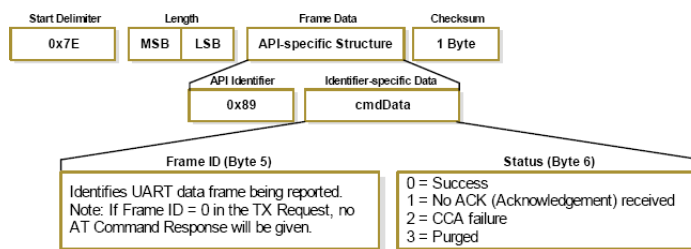


Figura 3.38: Estrutura do *frame* de estado da transmissão. Extraído do *datasheet* do fabricante.

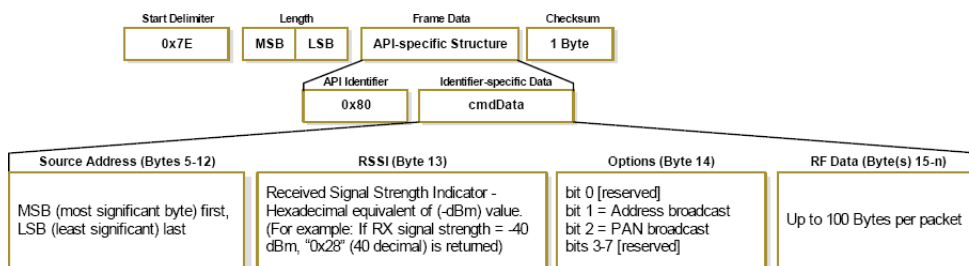


Figura 3.39: Estrutura do *frame* de dados recebidos. Extraído do *datasheet* do fabricante.

Quando um *frame* de transmissão de uma estação chega na estação de destino, é formado na estação de destino um *frame* encapsulando os dados transmitidos, denominado *frame* de dados recebidos. Este *frame* tem sua estrutura apresentanda na **figura 3.39**.

O *frame* de dados, apresentado no ítem anterior, é empacotado dentro deste *frame* antes de ser enviado para o módulo de rádio via UART Serial.

Capítulo 4

Resultados

*Phantasie ist wichtiger als Wissen,
denn Wissen ist begrenzt.
Albert Einstein (1879 - 1955)*

4.1 Validação Através de Simulações

Os circuitos de filtragem analógicos dos blocos de condicionamento dos sinais eletrocardiográficos e fotopletismográficos foram simulados quanto ao seu comportamento em frequência, utilizando o *software* desenvolvido por Schwedersky e Noceti-Filho (2005).

4.1.1 Filtro Passa-Baixas do Sinal de Fotopletismografia

O filtro passa-baixas do condicionamento do sinal de fotopletismografia possui como requisitos de projetos: frequência limite da banda de passagem de 12 Hz , frequência limite da banda de rejeição de 60 Hz, atenuação máxima na banda de passagem de 3 dB, atenuação mínima na banda de rejeição de 52 dB e ganho de 8,17 dB. O filtro projetado é de ordem 4, caracterizando atenuação de 80 dB/década. O diagrama de magnitude do filtro projetado e seu gabarito estão apresentados na **figura 4.1(a)** e o diagrama de fase está representado na **figura 4.1(b)**.

Duas simulações da variação da resposta em frequência com relação à tolerância dos componentes passivos foram realizadas: na primeira simulação, a tolerância para os capacitores e resistores

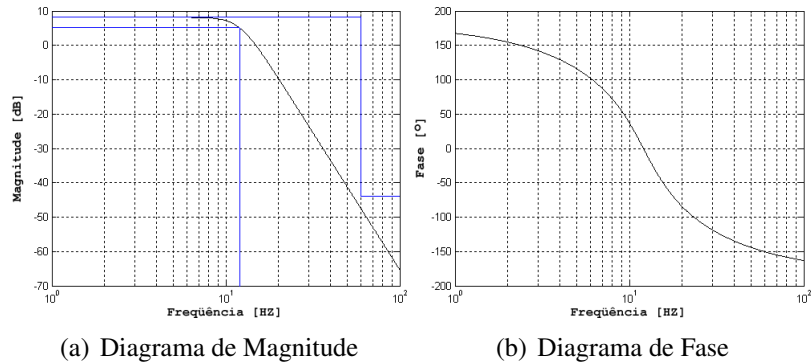


Figura 4.1: Diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do PPG utilizando componentes ideais.

foi fixada em 5% e na segunda, a tolerância dos capacitores também foi fixada em 5%, porém, a tolerância dos resistores foi fixada 1%. Os resultados pode ser visualizados na **figura 4.2**.

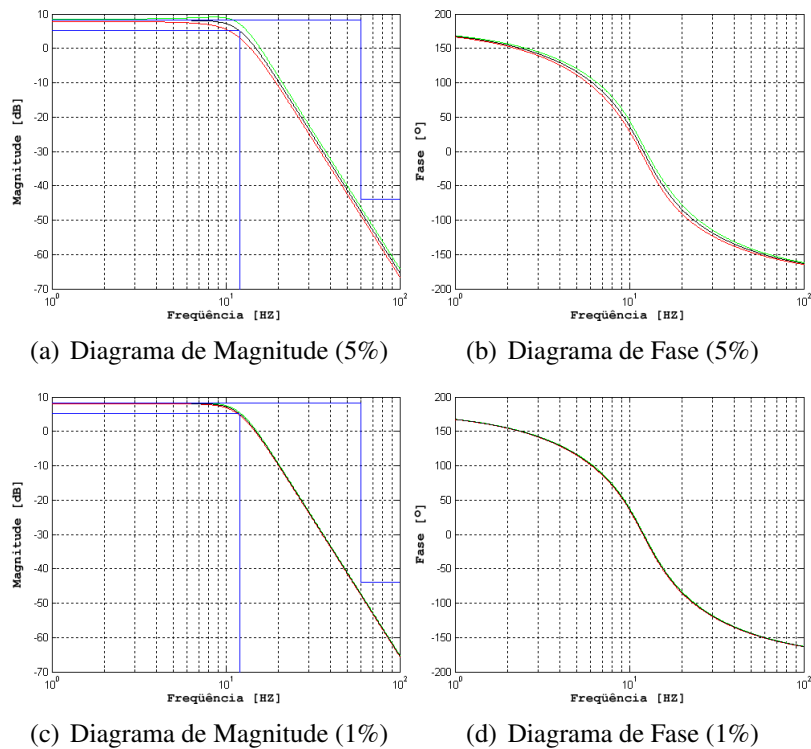


Figura 4.2: Variação nos diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do PPG devido à tolerância dos capacitores (5%) e resistores.

Objetivando a minimização das variações da resposta em frequência do filtro, deu-se preferência em utilizar nos circuitos os resistores com tolerâncias de 1%.

4.1.2 Filtro Passa-Altas do Sinal de Eletrocardiografia

O filtro passa-altas do condicionamento do sinal de eletrocardiografia projetado possui como requisitos de projetos: frequência limite da banda de passagem de 0,5 Hz, frequência limite da banda de rejeição de 0,05 Hz, atenuação máxima na banda de passagem de 3 dB, atenuação mínima na banda de rejeição de 40 dB e ganho de 3,25 dB. O filtro projetado é de ordem 2, caracterizando atenuação de 40 dB/década. O diagrama de magnitude do filtro projetado e seu gabarito estão apresentados na **figura 4.3(a)** e o diagrama de fase está representado na **figura 4.3(b)**.

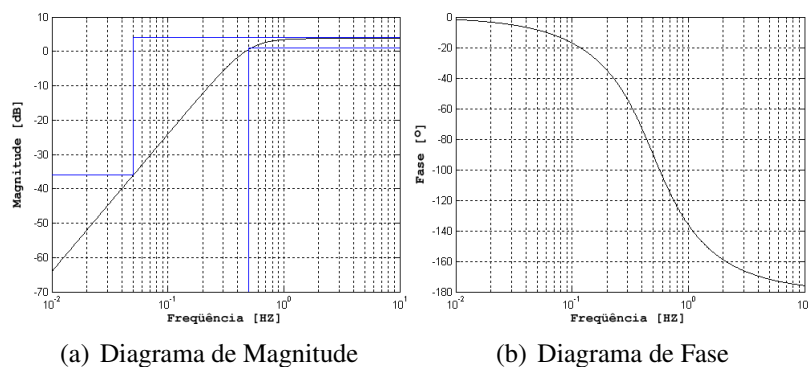


Figura 4.3: Diagramas de resposta em frequência do filtro passa-altas do ECG.

Também foram realizadas as simulações da tolerância dos componentes passivos, cujos resultados foram apresentados na **figura 4.4**.

4.1.3 Filtro Passa-Baixas do Sinal de Eletrocardiografia

O filtro passa-baixas do condicionamento do sinal de eletrocardiografia projetado possui como requisitos de projetos: frequência limite da banda de passagem de 59 Hz, frequência limite da banda de rejeição de 120 Hz, atenuação máxima na banda de passagem de 3 dB, atenuação mínima na banda de rejeição de 15 dB e ganho de 3,25 dB. O filtro projetado é de ordem 2, caracterizando atenuação de 40 dB/década. O diagrama de magnitude do filtro projetado e seu gabarito estão apresentados na **figura 4.5(a)** e o diagrama de fase está representado na **figura 4.5(b)**.

As mesmas simulações das etapas anteriores foram realizadas e seus resultados podem ser visualizados na **figura 4.6**.

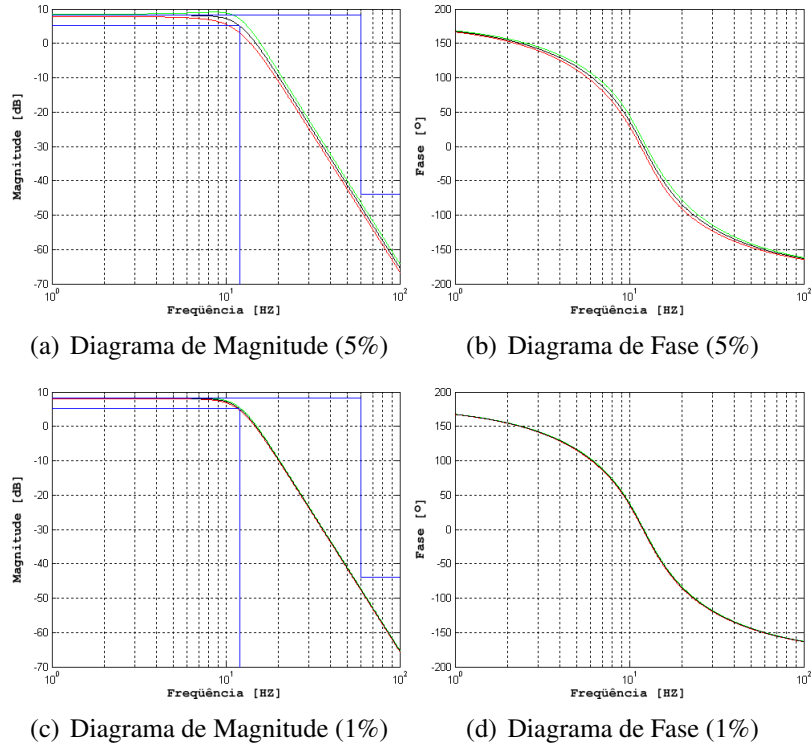


Figura 4.4: Variação nos diagramas de resposta em frequência do filtro passa-altas do ECG devido à tolerância dos capacitores (5%) e resistores.

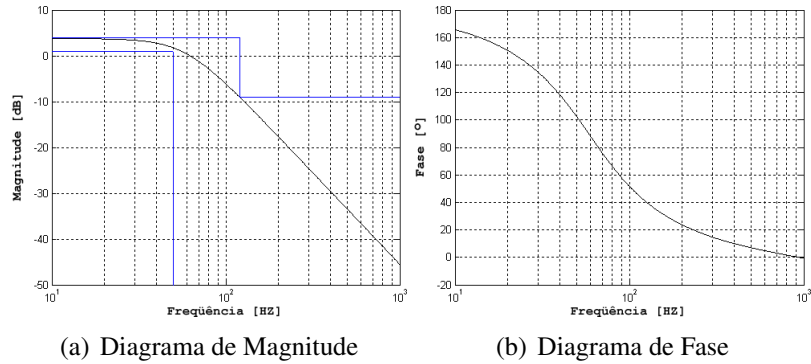


Figura 4.5: Diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do ECG.

4.2 Design das Placas de Circuito Impresso

A placa de circuito impresso da estação portátil foi projetada com separação entre os planos de terra da parte analógica e da parte digital, visando minimizar a indução de correntes causada pelo campo eletromagnético gerado pelo rádio e interferências externas. Uma vez que todo o sistema de condicionamento do sinal analógico está implementado na estação portátil, fez-se uso de componentes SMD com encapsulamento SOIC para a maioria dos circuitos integrados e encapsulamento 0402 para os resistores e capacitores. Em alguns casos especiais, onde a potência dissipada pelos resistores ou a disponibilidade dos componentes para aquisição comercial impossibilitavam a utilização destes

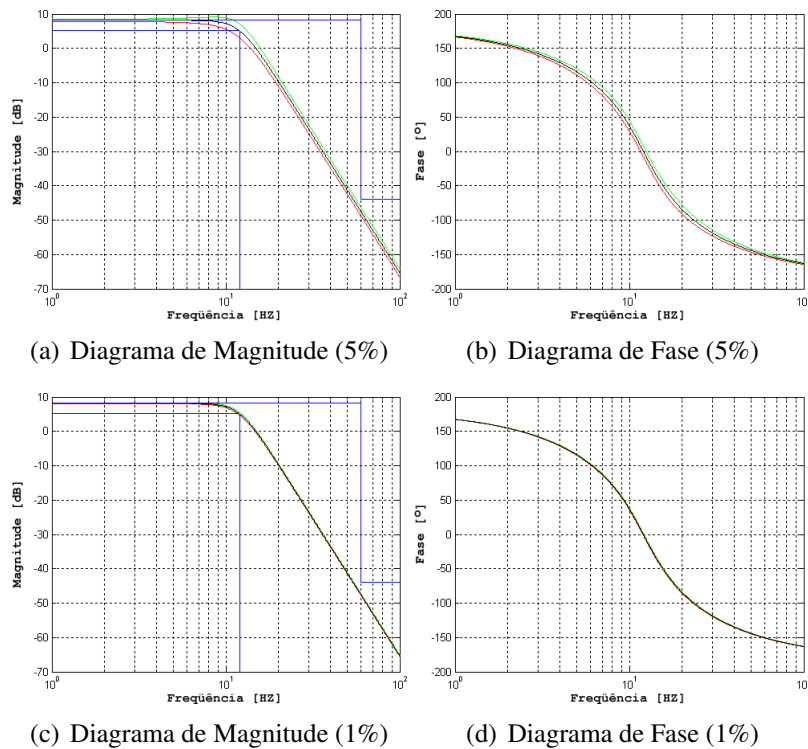


Figura 4.6: Variação nos diagramas de resposta em frequência do filtro passa-baixas do ECG devido à tolerância dos capacitores (5%) e resistores.

encapsulamentos, componentes passivos com encapsulamentos 0603, 0804 e 1206 foram utilizados.

A estação rádio-base não apresenta limitações de dimensões, desta forma, optou-se pelo posicionamento de diversos pontos de acesso aos sinais do microcontrolador, do módulo de rádio e do módulo USB.

4.2.1 Estação Portátil

O projeto da placa de circuito impresso da estação portátil foi desenvolvido com os componentes posicionados apenas em um lado da placa. O lado oposto da placa foi utilizado para os planos de terra dos circuitos analógicos e digitais. As fontes de alimentação foram posicionadas no lado oposto ao módulo de rádio. As trilhas de potência foram roteadas de forma otimizada para percorrer a menor distância. Um capacitor de desacoplamento de 100 nF foi conectado à alimentação de cada circuito integrado, exceto quando especificado de forma diferente pelo fabricante. O transdutor conecta-se à estação portátil por meio de um cabo de 10 fios, montado em um conector tipo DB15. Os eletrodos de eletrocardiografia foram feitos com cabo blindado, cuja malha de blindagem foi conectada à carcaça do cabo. O *layout* da placa de circuito impresso da estação portátil está apresentado na **figura 4.7**.

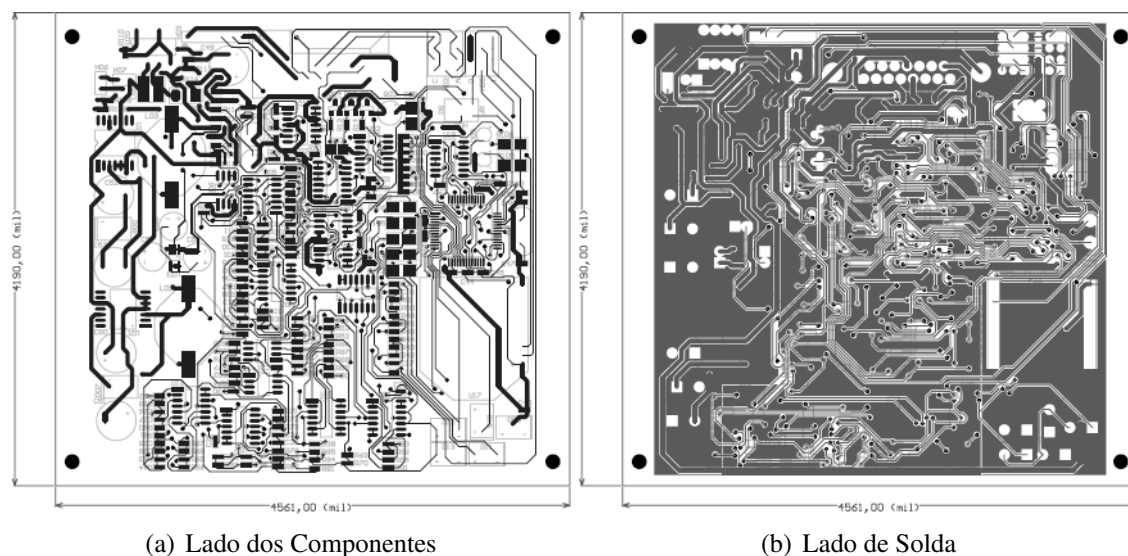


Figura 4.7: *Layout* da placa de circuito impresso da estação portátil.

A placa de circuito impresso da estação portátil montada, possui 116 mm de comprimento, 106 mm de largura, 15 mm de altura e peso de 88 g, desconsiderando o peso do cabo (105 g, dependendo do comprimento dos cabos) e das baterias. As dimensões da placa permitem que esta seja posicionada em uma bolsa ou pochete, devidamente acolchoada, de forma a minimizar os choques e as solicitações mecânicas, e o peso não é suficiente para causar desconforto ao usuário, pois pode ser comparado com o peso de um telefone celular (aproximadamente 80 g).

4.2.2 Estação Rádio-Base

A placa de circuito impresso da estação rádio-base foi projetada de forma a possibilitar acesso à todos os terminais dos componentes eletrônicos digitais. Por estar conectada a um computador portátil, o espaço utilizado pela placa deve permitir sua portabilidade até o local de utilização, no entanto não é necessário que suas dimensões sejam minimizadas.

A estação rádio-base é alimentada pela porta USB do computador portátil, não havendo, portanto, a necessidade de fontes de alimentação externas. Todos os circuitos digitais foram alimentados com 3,3 V provenientes do módulo USB, sendo necessário apenas um plano de terra cobrindo toda a parte inferior da placa. A estação rádio-base é conectada ao computador através de um conector USB tipo B. A placa foi projetada para ser montada sobre uma caixa para montagem plástica (*Patola*) modelo PT-203. O *layout* da placa de circuito impresso da estação rádio-base pode ser visualizado na **figura 4.8**.

A placa da estação rádio-base com todos os componentes eletrônicos montados possui 85 mm de

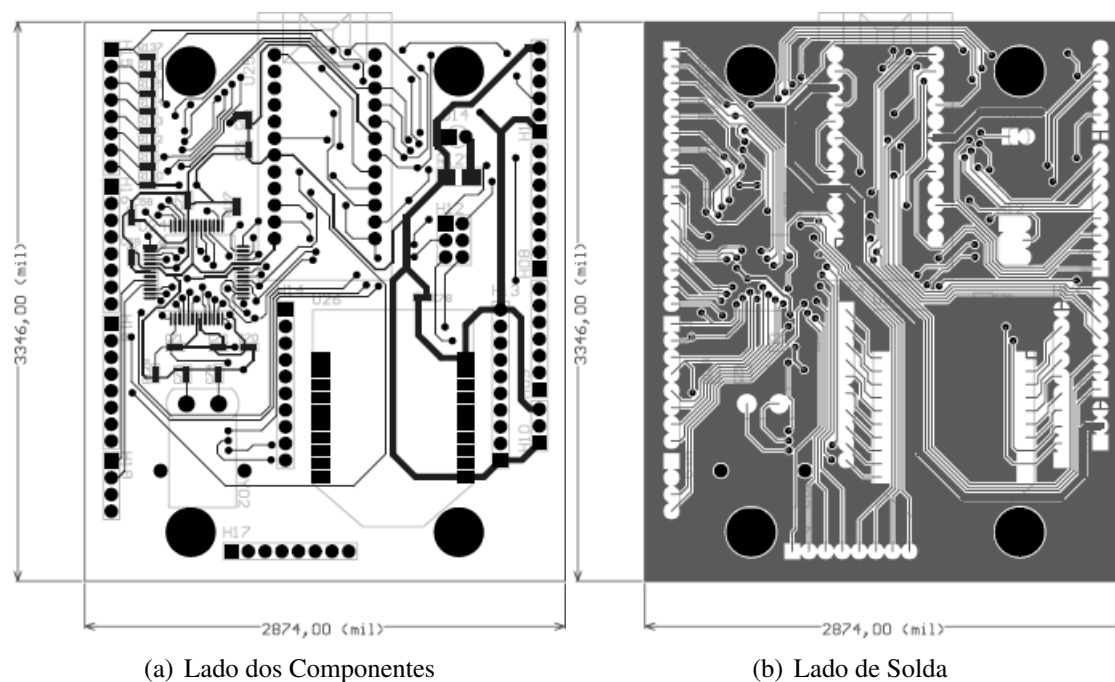


Figura 4.8: *Layout* da placa de circuito impresso da estação rádio-base.

comprimento, 73 mm de largura e 28 mm de altura. A placa da estação rádio-base montada dentro da caixa plástica possui 98 mm de comprimento, 86 mm de largura e 45 mm de altura, desconsiderando-se a altura da antena (138 mm), e pesa 150 g, incluindo a antena. A placa de circuito impresso montada da estação rádio-base e o aspecto final da estação rádio-base estão apresentados nas **figuras 4.8 e 4.9**.



Figura 4.9: Aspecto final da estação rádio-base.

4.3 Testes de Bancada

Para a realização dos testes de bancada foram utilizados os instrumentos: osciloscópio TEKS-COPE (*Tektronix*), osciloscópio TPS 2014 (*Tektronix*), gerador de funções FG-2002C (*GoldStar*) e fonte de alimentação LPS 304 (*American Reliance*).

4.3.1 Tempos de Acionamento e Aquisição do Sistema de PPG

A fotopletismografia pulsada foi utilizada na estação portátil de forma a permitir a aquisição de três sinais fotopletismográficos e reduzir o consumo de energia do sistema. O diagrama de tempos do sistema de acionamento dos LEDs e aquisição do sinal fotopletismográfico está ilustrado na **figura 4.10**. O ciclo se repete a cada 5 ms, apresentando frequência de amostragem de 200 Hz, controlada por uma interrupção de tempo gerada pelo *timer 0* do microcontrolador.

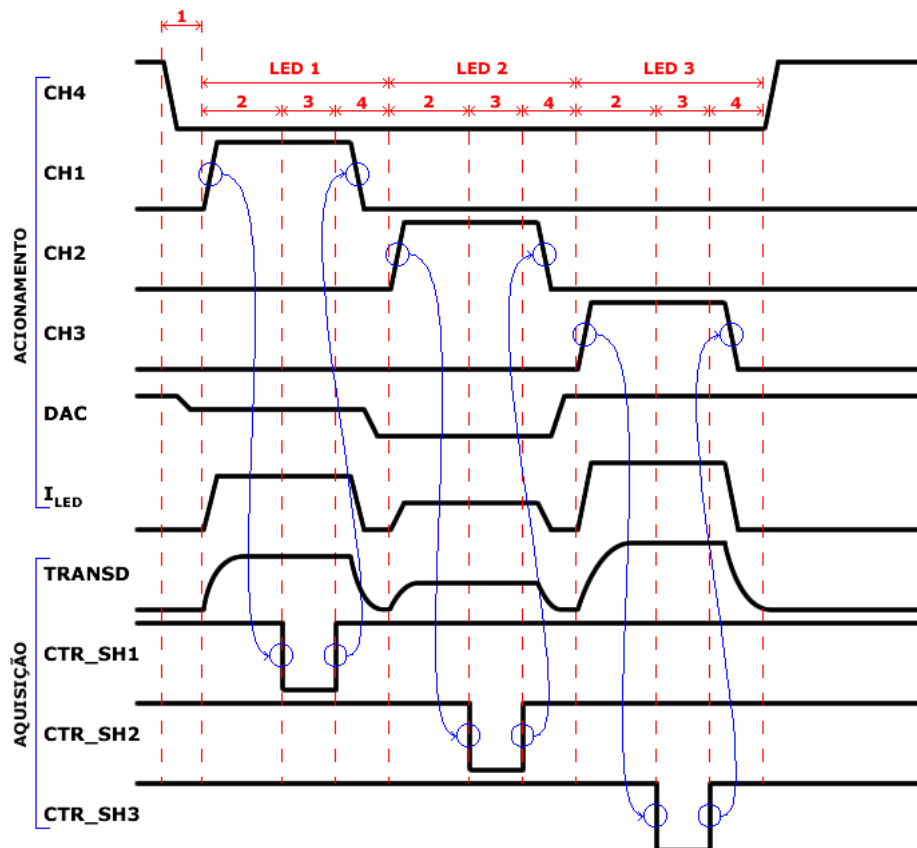


Figura 4.10: Diagrama de tempos dos circuitos de acionamento e aquisição dos canais de fotopletismografia.

A chave CH4 é ativa em nível lógico baixo e habilita a condução de todos os LEDs, devendo ser acionada antes da chave CH1, responsável pela habilitação da condução do LED 1 e deve ser

fechada depois que a chave CH3 (habilitação da condução do LED 3) é desacionada. Este período está representado na **figura 4.10** pelo intervalo de tempo 1. Após o final da condução de um LED e antes do início da condução de outro LED, o valor do conversor D/A é ajustado para que o valor da corrente do LED esteja correto e estável antes do início de cada condução. Após o acionamento de uma das chaves CH1, CH2 ou CH3, deve haver um tempo para o acomodamento dos circuitos de acionamento e do transdutor antes do início da fase de amostragem do sinal pelo *sample-and-hold*, conforme indicado na **figura 4.10** pelos intervalos 2. O *sample-and-hold* permanece em amostragem em tempo necessário para que a tensão na saída se acomode, passando então para a fase de retenção (intervalos 3). Após a retenção, ocorre o fechamento da chave correspondente (CH1, CH2 ou CH3) e um tempo de espera até o início do próximo ciclo, necessário para acomodação dos circuitos, indicado pelos intervalos 4 da **figura 4.10**.

Tempo de subida e descida do *port* do microcontrolador.

A **figura 4.11** apresenta o tempo de subida do *port* 0 do microcontrolador na parte superior da figura e o tempo de descida na parte inferior. O tempo de subida é cerca de 20 vezes maior que o tempo de descida para este *port*, mas pode ser reduzido alterando-se o valor dos resistores de *pull-up* R98 a R105.

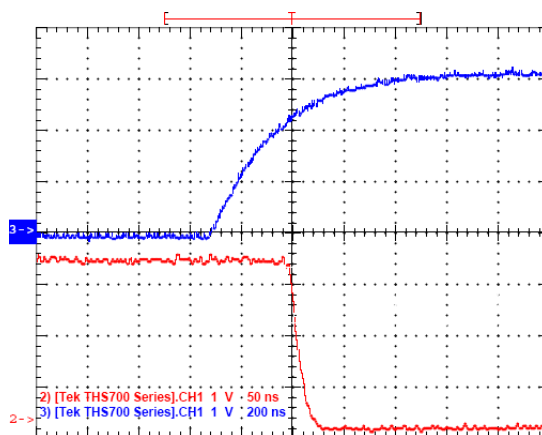


Figura 4.11: Tempo de subida e tempo de descida do *port* 0 do microcontrolador.

Tempo de reação do translador de nível.

O translador de nível implementado com amplificador operacional LM324 (U02) apresentou o tempo de reação conforme representado na **figura 4.12**. O atraso entre o comando do microcontro-

lador e o início da resposta do componente permaneceu por volta de $10\ \mu\text{s}$. O *slew rate* medido ficou próximo do valor típico do componente, segundo o *datasheet*, de $0,5\ \text{V}/\mu\text{s}$.

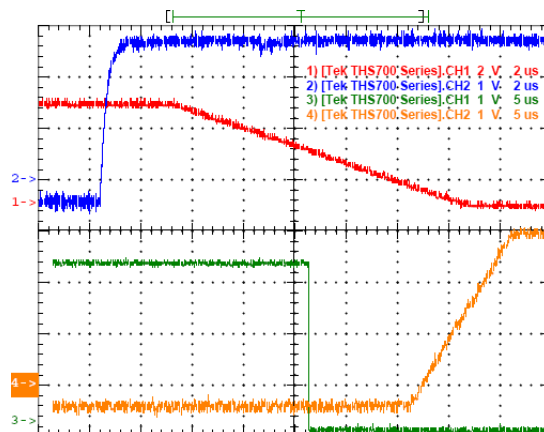


Figura 4.12: Tempo de reação do translador de nível com LM324.

Acionamento dos transistores.

A **figura 4.13** apresenta o tempo para saturação e corte dos transistores. O acionamento dos transistores é realizada pelo amplificador operacional LM324. Apesar do amplificador operacional apresentar baixo *slew rate*, assim que a tensão na base do transistor ultrapassa a tensão de junção, o transistor atinge a saturação rapidamente.

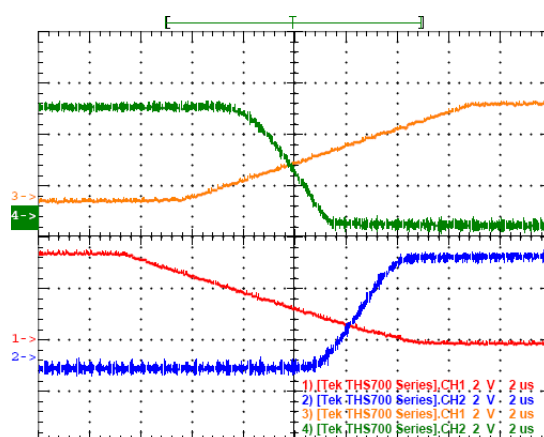


Figura 4.13: Acionamento dos transistores.

Habilitação da fonte de corrente e acionamento dos LEDs.

A **figura 4.14** apresenta os tempos referentes à habilitação de condução da fonte de corrente em relação aos LEDs 1, 2 e 3, respectivamente. É importante salientar que devido ao funcionamento do *firmware* em máquina de estados, há uma imprecisão nas temporizações, no entanto os requisitos mínimos temporais dos circuitos são respeitados.

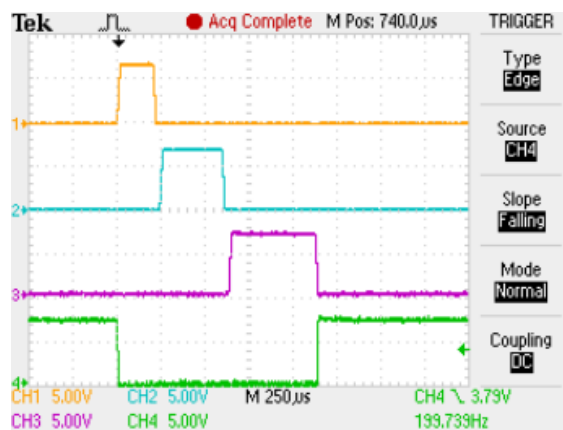


Figura 4.14: Habilitação da fonte de corrente e acionamento dos LEDs 1, 2 e 3.

Habilitação da fonte de corrente e corrente nos LEDs.

A **figura 4.15** apresenta a habilitação de condução da fonte de corrente e a corrente nos LEDs (LED1, LED2 e LED3), medida sobre o resistor limitador da fonte de corrente (R09). Podem ser identificados níveis diferentes de corrente para cada LED, devido às diferentes características elétricas e ópticas dos LEDs e à resposta do amplificador de transimpedância às diferentes frequências emitidas pelos LEDs.

Sinal de condução dos LEDs e a saída do transdutor.

O sinal de condução dos LEDs e os níveis de tensão na saída do transdutor para os LEDs 1, 2 e 3 estão representados na **figura 4.16**. Os diferentes níveis de tensão na saída do transdutor devem-se às diferentes correntes diretas dos LEDs, das diferentes eficiências ópticas dos LEDs e da curva de resposta do transdutor para as frequências emitidas pelos LEDs. A corrente nos LEDs foi ajustada empiricamente para que os máximos níveis de corrente não saturassem a cadeia de condicionamento dos sinais fotopletismográficos. Observa-se também na figura que devido ao chaveamento dos LEDs, o transdutor apresenta um tempo de acomodação do sinal (tempo de subida e tempo de descida).



Figura 4.15: Habilitação da fonte de corrente e corrente nos LEDs.

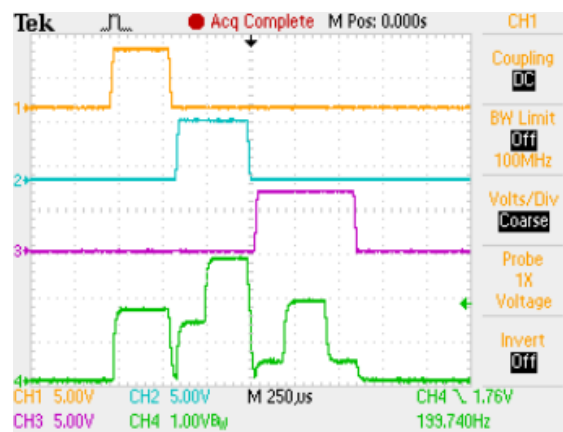


Figura 4.16: Sinal de condução do LED 1, 2 e 3 e a saída do transdutor.

Comando dos canais 1, 2 e 3 do *sample-and-hold* em relação à saída do transdutor.

Após o acomodamento do sinal do transdutor, é acionada a fase de amostragem do *sample-and-hold* (ativo em nível lógico baixo), para cada um dos canais de aquisição de sinais fotopletismográficos, conforme indicado nos itens (a), (b) e (c) da **figura 4.17**.

4.3.2 Resposta em Frequência dos Filtros

Os filtros simulados e implementados nos itens anteriores tiveram sua resposta em frequência levantada com o uso do gerador de funções e do osciloscópio.

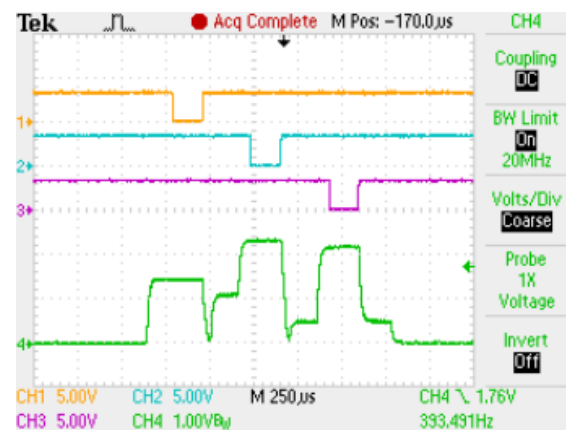


Figura 4.17: Comando do *sample-and-hold* em relação à saída do transdutor.

Filtro passa-baixas do canal de PPG

A **figura 4.18** apresenta a resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de condicionamento do sinal de fotopletismografia.

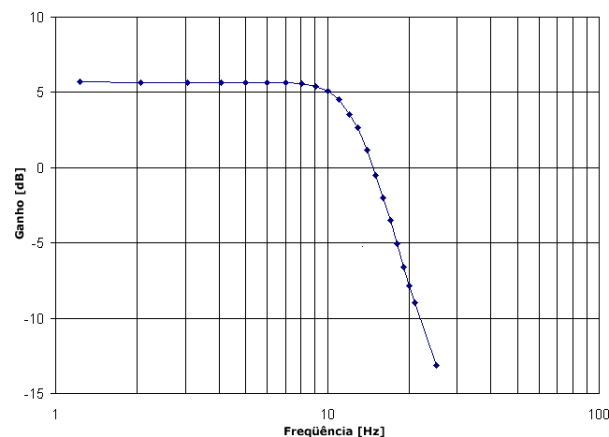


Figura 4.18: Resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de aquisição do sinal fotopletismográfico.

Filtro passa-altas do canal de ECG

A **figura 4.19** apresenta a resposta em frequência do filtro passa-altas da cadeia de condicionamento do sinal de eletrocardiografia. O objetivo deste filtro é eliminar os sinais de baixas frequências geradas pelos potenciais de meia-célula.

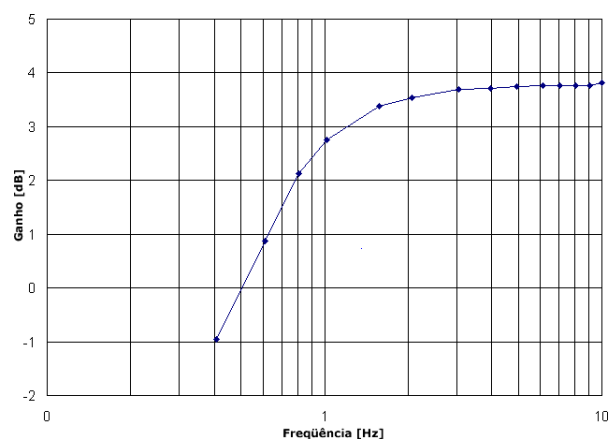


Figura 4.19: Resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de aquisição do sinal eletrocardiográfico.

Filtro passa-baixas do canal de ECG

A resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de condicionamento do sinal eletrocardiográfico está ilustrada na **figura 4.20**.

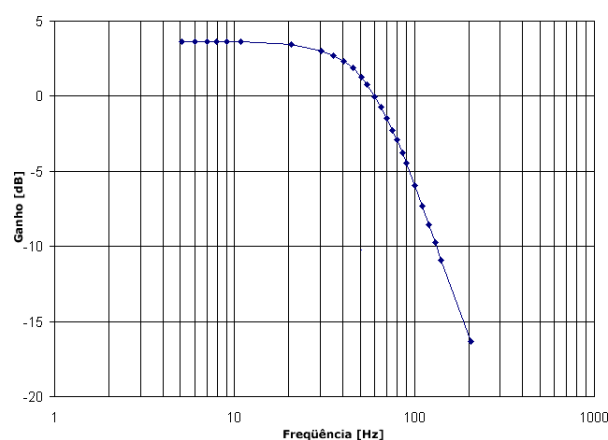


Figura 4.20: Resposta em frequência do filtro passa-baixas da cadeia de aquisição do sinal eletrocardiográfico.

4.3.3 Levantamento de Consumo de Energia do Sistema

O consumo de energia da fonte de tensão analógica simétrica medido permaneceu na faixa de 55 mA. O *datasheet* do TLC084 (*Texas Instruments*) apresenta um consumo típico de 1,9 mA de corrente por célula amplificadora, perfazendo um total típico de 53,2 mA devido às 28 células amplificadoras utilizadas na estação portátil. O conjunto transdutor e LEDs apresentou os consumos, calculados durante os tempos de acionamento (*duty cycle*), baseados na **figura 4.16** da **página 84**.

O *duty cycle* médio do LED 1 foi de 5% (aproximadamente 250 μ s a cada 5 ms), 7,5% (aproximadamente 375 μ s a cada 5 ms) no LED 2 e 10% (aproximadamente 500 μ s a cada 5 ms) no LED 3. Calculando-se a corrente em condução dos LEDs, obteve-se: 13 mA para o LED 1, 5,6 mA para o LED 2 e 13 mA para o LED 3. O consumo médio do amplificador de transimpedância representa 3 mA.

Os amplificadores operacionais LM324 (*National Semiconductors*) possui consumo típico de 1,5 mA por circuito integrado, consumindo no total 3 mA. O *sample-and-hold* SMP04 (*Analog Devices*) possui consumo típico de 7 mA. O consumo de energia do microcontrolador e seus periféricos foi medido na faixa de 25 mA, enquanto que o módulo de rádio consumiu, em média, 55 mA.

O consumo total da estação portátil foi estimado em 55 mA para a tensão negativa ($-3,3$ V) e 160 mA para a tensão positiva ($+3,3$ V). Estes valores médios de corrente representam uma estimativa de autonomia de 7,2 h para a bateria da fonte de tensão negativa e 2,5 h para a fonte de tensão positiva, quando utilizadas as baterias Eveready Silver 9V, modelo 6F22 (*Eveready*).

4.4 Conversão Analógico-Digital

O ruído de quantização do conversor analógico-digital ideal foi calculado, com base na **equação 2.13** para diversas resoluções de conversores. Os resultados são apresentados na **tabela 4.1**.

Tabela 4.1: Ruído de quantização de conversão analógico-digital.

Resolução [<i>bits</i>]	SNR [dB]	SNR [V/V]	Ruído de Quantização [mV]
16	98,08	80.167,81	0,031
15	92,06	40.086,67	0,062
14	86,04	20.044,72	0,125
13	80,02	10.023,05	0,249
12	74,00	5.011,87	0,5
11	67,98	2.506,11	1,0
10	61,96	1.253,14	2,0
9	55,94	626,61	4,0
8	49,92	313,33	8,0
7	43,90	156,68	16,0
6	37,88	78,34	32,0
5	31,86	39,17	63,8
4	25,84	19,59	127,6

Experimentos para avaliar a distorção dos sinais causada pela diminuição da resolução do conversor analógico-digital foram realizados. Um sinal de eletrocardiografia foi adquirido em 200 Hz através do sistema com resolução de 12 *bits*, a máxima resolução do conversor analógico-digital do ADuC841. O sinal foi plotado em uma janela de 200 *pixels* de altura, tamanho considerado suficiente para visualização da forma de onda para monitorização. O sinal de 12 *bits* teve, então, sua resolução

diminuída para 10 *bits*, 8 *bits*, 6 *bits*, 5 *bits* e 4 *bits*. Os resultados podem ser comparados visualmente através da **figura 4.21**.

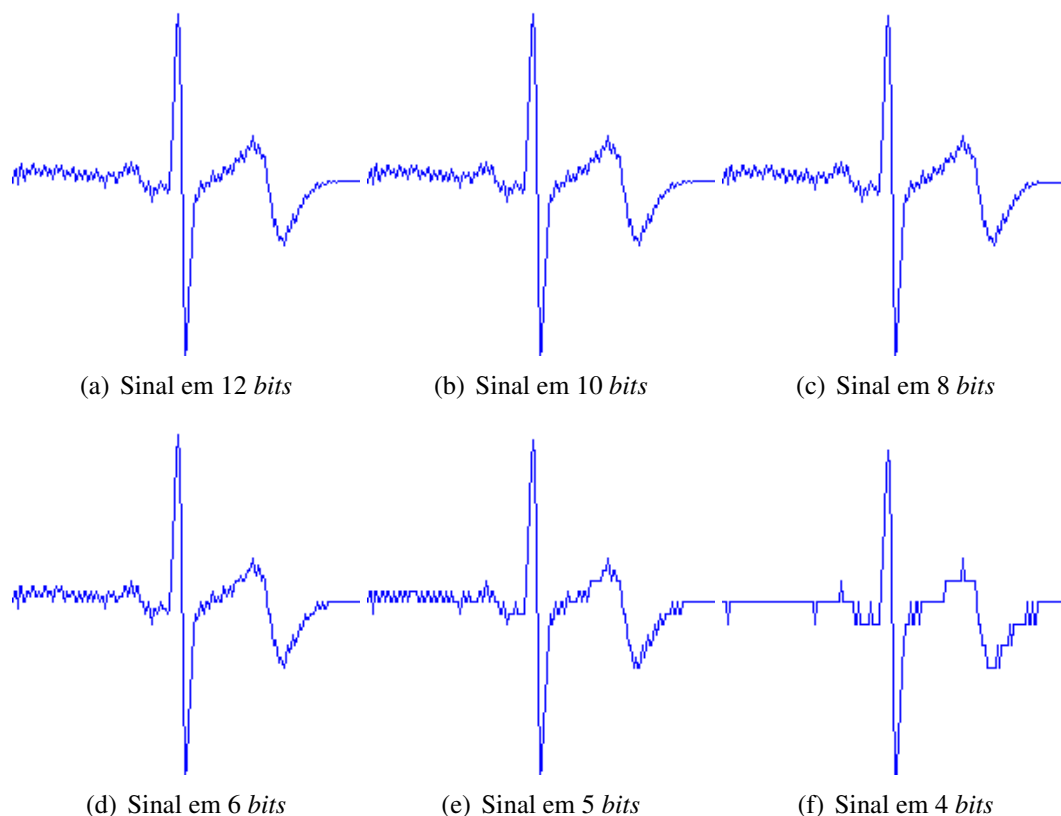


Figura 4.21: Efeito da quantização sobre o sinal eletrocardiográfico na janela de 200 *pixels* de altura.

Uma abordagem mais quantitativa do experimento supracitado foi implementada. Nesta abordagem, o mesmo sinal adquirido com o sistema em 12 *bits* teve sua resolução diminuída para os mesmos valores citados anteriormente. Os sinais foram, então, analisados em frequência, de forma a quantificar a distorção do sinal devido à mudança de resolução, determinando-se quais as frequências foram atenuadas ou amplificadas, em comparação com o sinal original de 12 *bits*. Os resultados podem ser visualizados nas **figuras 4.25 e 4.26** das **páginas 94 e 95**.

Utilizando o sinal de 12 *bits* como referência, percebe-se na **figura 4.21** pouca diferença visual entre os sinais com 10 *bits*, 8 *bits* e 6 *bits*. O sinal de 5 *bits* apresenta distorção significativa, enquanto que o sinal de 4 *bits* é visivelmente inadequado para representação do sinal eletrocardiográfico. Embora nas **figuras 4.25 e 4.26**, seja possível perceber uma diferença significativa entre os gráficos da diferença dos espectros de 12 e 8 *bits* e 12 e 6 *bits*. Com base nas análises realizadas, pode-se afirmar que a visualização do sinal amostrado em 8 *bits* é suficiente para a monitoração do paciente durante a sessão de reabilitação cardiovascular.

4.5 Rede de Comunicação de Dados

Com o objetivo de avaliar o desempenho da rede de comunicação de dados implementada, foram realizados testes e simulações.

4.5.1 Teste de Alcance

Para avaliar o alcance máximo da rede de comunicação de dados, foi realizado um teste utilizando um computador portátil com uma estação rádio-base acoplada e uma estação portátil. O teste foi conduzido em campo aberto, com a estação portátil afastando-se da estação rádio-base, enquanto se monitorava o nível de potência do sinal recebido.

O nível médio da potência do sinal da estação portátil permaneceu próximo de -50 dB à distância de 1 metro da estação rádio-base. Na distância de 100 metros, o nível de potência do sinal alcançou valor mínimo de -85 dB. A verificação da retransmissão dos dados permitiu que o sistema alcançasse taxa de perdas menor que 2%.

4.5.2 Tempo para Transmissão do *Frame* de Dados

O tempo de transmissão de um *frame* completo de dados (108 *bytes*) pela interface UART Serial para o módulo de rádio foi medido com o auxílio do osciloscópio. O *frame* de dados completo é composto de quatro pacotes de aquisição, adquiridos em 12 *bits*, encapsulado pelo protocolo da aplicação e pelo protocolo do rádio. Um *frame* completo é enviado para transmissão a cada 40 milissegundos, levando em torno de 11 milissegundos para completar cada transmissão, conforme apresentado na **figura 4.22**. Cada *byte* a ser transmitido é formado por 10 *bits* do *UART character* sendo transmitido em 11 milissegundos acarreta em uma taxa de transmissão máxima de, aproximadamente, 98.180 bps.

4.5.3 Utilização da Banda de Transmissão

A estação portátil quando operando em sua capacidade máxima prevista, transmitindo três sinais de PPG em 12 *bits* e amostragem em 200 Hz e dois sinais de ECG em 12 *bits* e amostragem em 400 Hz, ocupou aproximadamente 27,5% da banda passante do rádio.

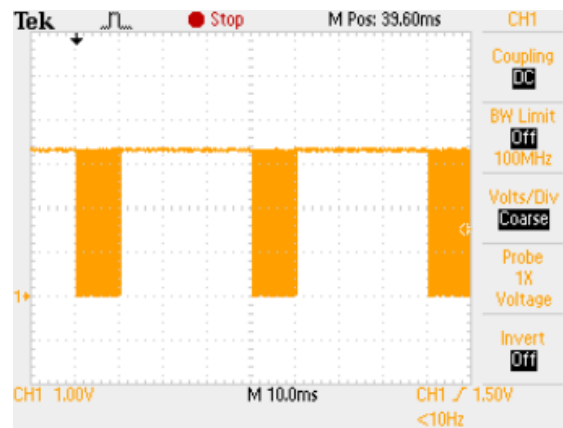


Figura 4.22: Tempo para transmissão do *frame* pela interface UART Serial.

A banda passante nominal do rádio é de 115.200 bps e a unidade de informação é o *UART character*, sendo constituído por um *start bit*, oito *bits* de dados e um *stop bit*. Os protocolos utilizados também acrescentam informações ao encapsular os dados para transmissão pelo rádio. Para a transmissão de 90 *bytes* de dados são necessários 10 *bytes* para implementar o protocolo da aplicação e 14 *bytes* para o protocolo do rádio. A sincronização de eventos no *firmware* das estações, bem como o tempo de latência no atendimento da interrupção do canal serial, provocam atrasos na transmissão serial, diminuindo a banda passante útil. Estas características e a limitação da banda do rádio, fizeram com que a transmissão dos dados de uma estação portátil na sua capacidade máxima ocupe mais de um quarto da banda de transmissão do rádio (115.200 bps), permitindo a comunicação com três estações portáteis na mesma rede de comunicação de dados.

Desta forma, através dos experimentos realizados com a resolução do sinal digitalizado, foi calculada a capacidade teórica do sistema na transmissão de sinais com diferentes configurações de sinais, número de canais, frequências de amostragem e resolução do conversor analógico-digital. Os resultados obtidos são apresentados na **tabela 4.2**. A coluna “bps” da tabela apresenta os dados úteis da amostragem dos sinais, levando em consideração o *overhead* do *UART character*, do encapsulamento para o protocolo de aplicação e do encapsulamento do protocolo do rádio. A coluna “estações” apresenta o máximo número teórico de estações ativas na rede de comunicação de dados, baseada na taxa máxima de transmissão do *frame* pela UART serial obtida (98.180 bps). A **tabela 4.2** pode ser melhor visualizada e interpretada através da **figura 4.23**.

Tabela 4.2: Capacidade máxima teórica de estações portáteis no sistema.

Sinais				Capacidade			
PPG		ECG		12 bits		8 bits	
200 Hz	100 Hz	400 Hz	200 Hz	bps	estações	bps	estações
3	0	2	0	25.422	3	16.948	5
2	0	2	0	21.790	4	14.527	6
1	0	2	0	18.158	5	12.106	8
0	0	2	0	14.527	6	9.685	10
3	0	1	0	18.158	3	12.106	8
2	0	1	0	14.527	6	9.685	10
1	0	1	0	10.895	9	7.264	13
0	0	1	0	7.264	13	4.843	20
3	0	0	0	10.895	9	7.264	13
2	0	0	0	7.264	13	4.843	20
1	0	0	0	3.632	27	2.422	40
0	3	0	2	12.711	7	8.474	11
0	2	0	2	10.895	9	7.264	13
0	1	0	2	9.079	10	6.053	16
0	0	0	2	7.264	13	4.843	20
0	3	0	1	9.079	10	6.053	16
0	2	0	1	7.264	13	4.843	20
0	1	0	1	5.448	18	3.632	27
0	0	0	1	3.632	27	2.422	40
0	3	0	0	5.448	18	3.632	27
0	2	0	0	3.632	27	2.422	40
0	1	0	0	1.816	54	1.211	81

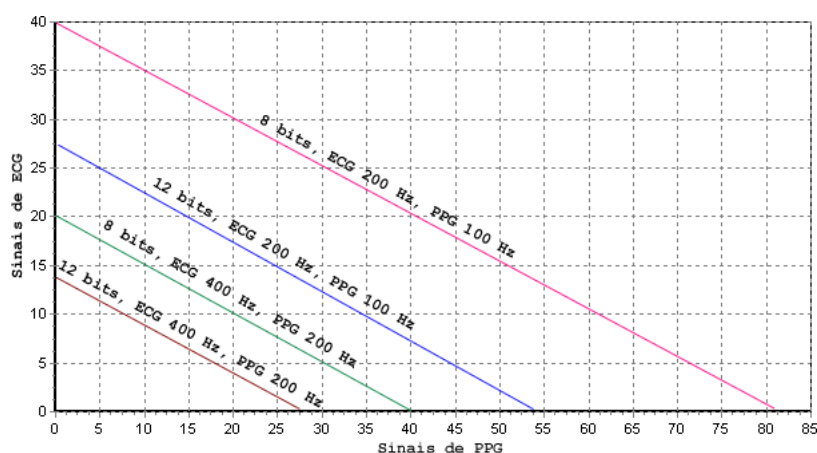


Figura 4.23: Capacidade teórica do sistema quanto à resolução, frequência de amostragem e número de canais.

4.6 Visualização dos Sinais Recebidos

Para a visualização dos sinais recebidos pela estação rádio-base, foi desenvolvido um protótipo de *software* em linguagem visual, para realizar o desempacotamento dos dados recebidos pela interface USB, verificar a integridade dos pacotes de dados recebidos e exibí-los em forma gráfica, conforme apresenta a **figura 4.24**. Os sinais apresentados na figura possuem janelas gráficas com resolução vertical de 200 *pixels* e horizontal de 800 *pixels*, representando amplitude de 2,5 V e intervalo de tempo de 2 segundos. Os sinais de eletrocardiografia e fotopletismografia foram amostrados em 200 Hz com resolução de 12 *bits*.

As cinco formas de onda visíveis na **figura 4.24** apresentam, respectivamente, fotopletismografia do LED vermelho, fotopletismografia do LED infravermelho (880 nm), fotopletismografia do LED infravermelho (950 nm), eletrocardiografia (derivação II) e eletrocardiografia (derivação I).

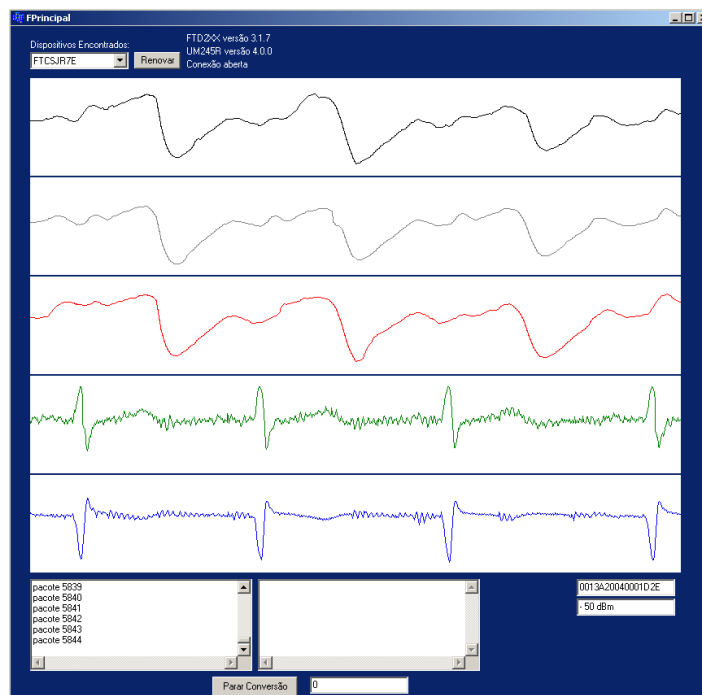


Figura 4.24: Formas de onda dos sinais visualizadas no protótipo de *software* em janelas gráficas com resolução de 200 x 800 *pixels*.

4.7 Alterações no Projeto

Durante o teste do protótipo, foram identificadas algumas dificuldades que resultaram em alterações no projeto.

4.7.1 Circuitos de Alimentação da Estação Portátil

As fontes de tensão de 9 V, 3,3 V e -3,3 V dos circuitos analógicos, projetadas com conversores CC-CC (fontes chaveadas) apresentaram *ripple* na faixa de 100 mV, inviabilizando sua utilização como fonte de alimentação para os circuitos analógicos, no entanto, a alimentação da parte digital do sistema funcionou adequadamente.

Desta forma, foram implementadas fontes lineares com reguladores série 7805 e 7905, além da substituição das quatro pilhas inicialmente propostas por duas baterias de 9 V.

4.7.2 Circuitos de Alimentação da Estação Rádio-Base

O módulo USB da estação rádio-base também apresentou dificuldades quando era utilizado um módulo de rádio XBEE PRO, devido ao alto consumo da unidade. O módulo USB não foi capaz de fornecer corrente necessária para os circuitos digitais, sendo necessária a implementação de um conversor CC-CC de +3,3 V com LM2574 a partir dos 5 V da interface USB, para alimentar o módulo de rádio XBee PRO e o microcontrolador.

4.7.3 Amplificador de Ganho Ajustável do PPG

O amplificador de ganho ajustável do PPG mostrou não ser necessário, devido ao alto nível de sinal de fotopletismografia observado na saída dos filtro passa-baixas.

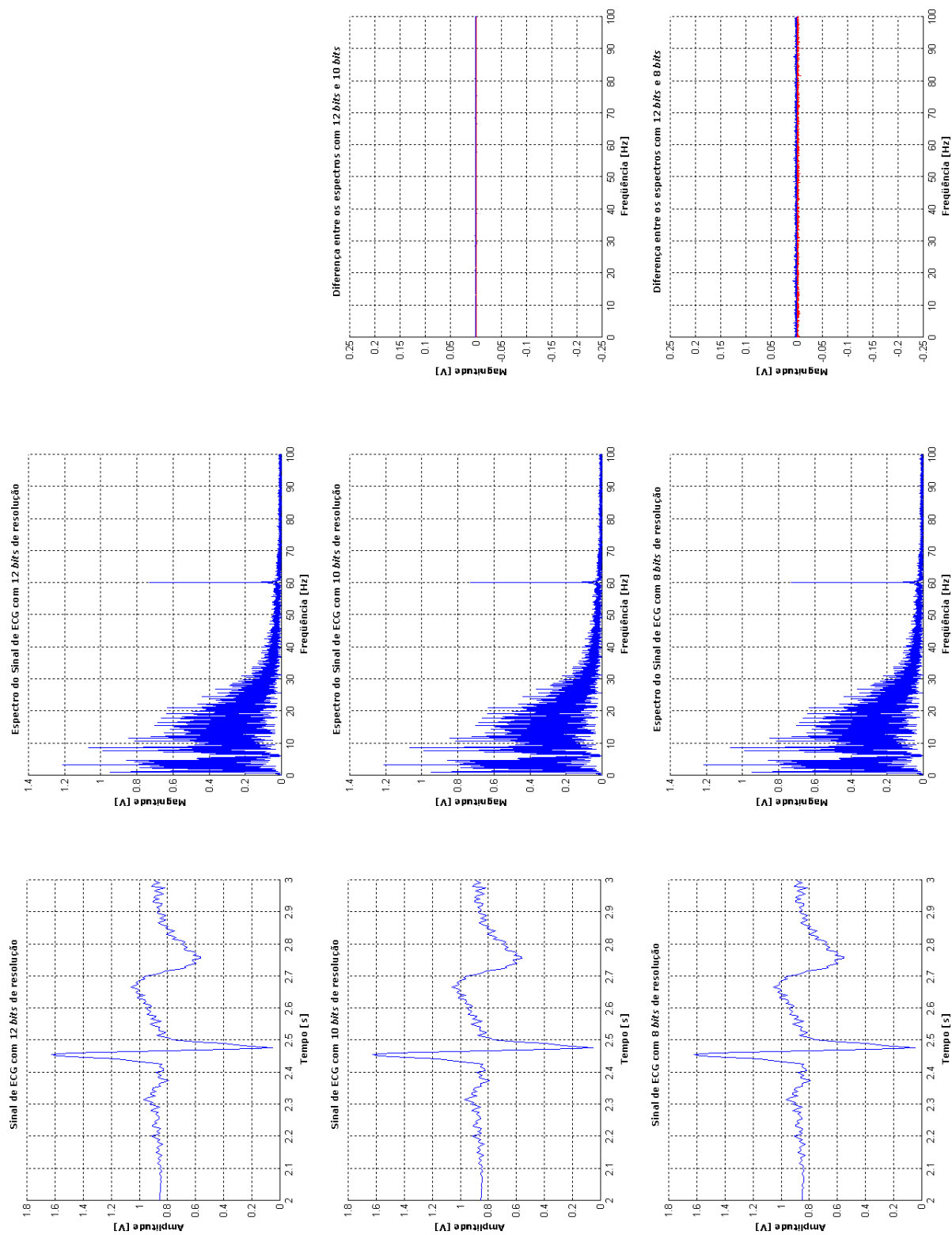


Figura 4.25: Efeito da quantização sobre o sinal eletrocardiográfico (continua na figura 4.26).

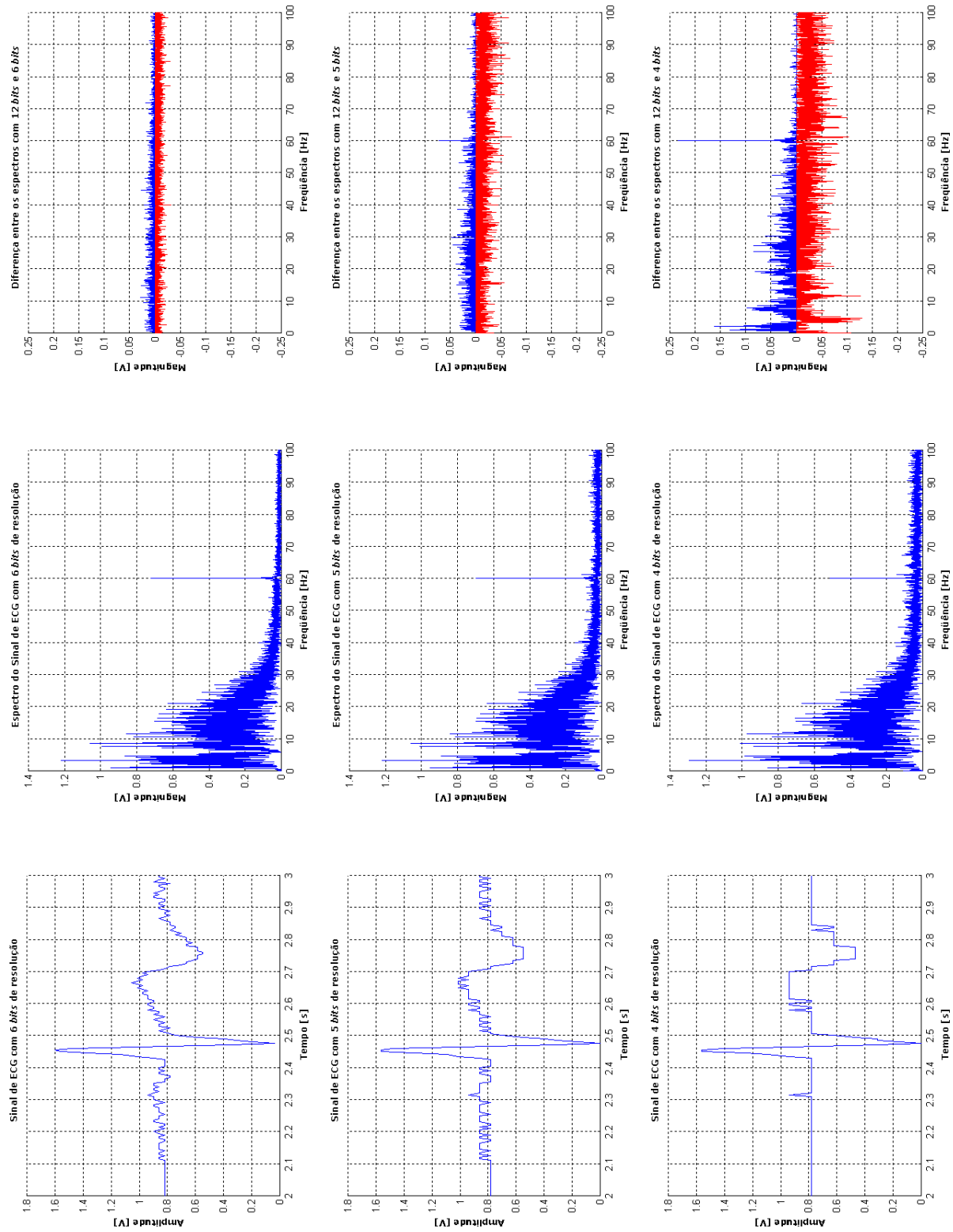


Figura 4.26: Efeito da quantização sobre o sinal eletrocardiográfico (continuação da figura 4.25).

Capítulo 5

Discussões e Sugestões

*Why has one to repeat old mistakes, when
there are plenty of new mistakes to be made yet?*

Bertrand Russel (1872 - 1970)

Este capítulo apresenta as dificuldades encontradas durante o desenvolvimento deste trabalho, bem como sugestões para trabalhos futuros e comentários relevantes à melhoria deste sistema e ao desenvolvimento de sistemas futuros com mais funcionalidades.

Devido ao *ripple* provocado pelos conversores chaveados, que estavam gerando ruído nos circuitos analógicos, foi necessário modificar o sistema de alimentação do módulo da estação portátil. Os circuitos analógicos foram alimentados por reguladores lineares de tensão. O uso de conversores chaveados para a alimentação da parte digital da estação portátil funcionou adequadamente, representando economia de carga da bateria.

Devido ao uso de componentes SMD com encapsulamentos 0402, 0603, 0804 e 1206 e circuitos integrados em encapsulamento SOIC e MQFP, fez-se necessário utilizar algumas estratégias para depuração e testes dos circuitos. Os blocos de circuito foram interligados através de resistores de zero ohms, funcionando como *jumpers*. Esta metodologia de desenvolvimento facilitou a depuração e testes dos circuitos e as modificações de projeto na placa, principalmente nos circuitos das fontes de alimentação.

O consumo de energia pode ser reduzido retirando-se do módulo portátil os amplificadores ajustáveis do sinal de PPG que mostraram-se não serem necessários devido ao nível elevado do sinal.

Amplificadores operacionais com consumo reduzido podem ser utilizados em substituição aos amplificadores utilizados (TLC084).

Um estudo mais aprofundado pode ser realizado quanto ao microcontrolador utilizado. O microcontrolador ADuC841 (*Analog Devices*) atendeu todas as necessidades do projeto, mas talvez possa ser substituído por algum componente da família MSP430 (*Texas Instruments*), que possua periféricos equivalentes. Esta família de microcontroladores é caracterizada por baixo consumo de energia ($1,5 \mu\text{A}/\text{MHz}$), em comparação com o consumo do ADuC841 ($2,25 \mu\text{A}/\text{MHz}$). A principal barreira para realizar a substituição do microcontrolador é a limitação de frequência de operação do MSP430 em 8 MHz, comparada com o ADuC841 com frequência de operação em 20 MHz. Ambos os componentes possuem ambiente integrado de desenvolvimento, embora o ADuC841 não possua recursos para DEBUG, apenas o *Download Serial*, enquanto que o MSP430 possui a interface JTAG com circuito aberto, não necessitando a aquisição de emulador proprietário para utilizar os serviços de DEBUG. A ausência de ferramentas de DEBUG no ADuC841, em determinadas etapas do desenvolvimento do *firmware* causaram grandes atrasos de tempo, uma vez que a alternativa disponível (simulador por *software*) não representa as condições reais de funcionamento do microcontrolador.

O levantamento da resposta em frequência dos filtros apresentou certa dificuldade devido a limitação do osciloscópio em relação a menor escala e tensão (50 mV/divisão) e o tempo de resposta do mesmo para a medição de sinais em baixa frequência (1 s/divisão). Outra dificuldade ocorreu devido ao gerador de funções não possuir ajuste fino de frequência.

No ensaio do circuito, foi verificado que o nível de tensão de saída do transdutor de PPG era elevado, provocando o acionamento do circuito de proteção das entradas analógicas do conversor analógico-digital, causando distorção no sinal. Os ganhos projetados no filtro passa-baixas do canal fotopletismográfico eram suficientes para garantir níveis adequados dentro da faixa de operação do conversor A/D, portanto, o amplificador de ganho ajustável não foi necessário, sendo desativado.

O acionamento sequencial e a leitura do sinal do transdutor exigiu uma abordagem iterativa de trabalho, através de diversas etapas de programação do *firmware* e verificação do funcionamento através do osciloscópio, levando em consideração os tempos mínimos de acionamento e resposta dos componentes e circuitos envolvidos. Como sugestão de melhorias, o tempo para acionamento dos transistores pode ser reduzido através da substituição dos transistores bipolares empregados por transistores MOSFET. Os amplificadores operacionais LM324 também podem ser substituídos por componentes com *slew rate* mais elevado.

O módulo da USB, UM245R, possui uma fonte de tensão interna de 3,3 V disponibilizada para o usuário. Entretanto, a fonte do módulo USB não possuiu capacidade suficiente de corrente para

alimentar os circuitos da estação rádio-base. Desta forma, fez-se necessária a implementação de uma fonte de tensão chaveada a partir da tensão da USB (5 V) para gerar a alimentação requerida para o módulo de rádio (3,3 V). Esta dificuldade no fornecimento de corrente pelo módulo USB acarretava intermitência na comunicação entre a estação rádio-base e o computador.

O grampo de dedo do transdutor de fotopletismografia encontra-se à venda por R\$ 650,00 no mercado nacional. Devido ao elevado custo, foi necessário reaproveitar o arranjo mecânico de grampos de dedo descartados pelos serviços de manutenção hospitalares. Foram conseguidos dois grampos se apresentando bastante desgastados devido ao uso. Estes foram adaptados para alojar os três LEDs e o amplificador de transimpedância.

Em aplicações que necessitem de alta resolução nos dados, sugere-se o desenvolvimento de um estudo envolvendo técnicas de compactação de dados, e/ou alterações no projeto para permitir a utilização de rádios com velocidade mais elevada de transmissão de dados.

A velocidade de transmissão de dados do rádio, de 115.200 bps, no formato *UART character* mostrou ser a limitação técnica para atingir um alto desempenho no sistema.

Através das análises sobre a resolução dos dados digitalizados, foi possível perceber que a visualização dos sinais na tela do computador não necessitam de resolução superior a 8 *bits*. Portanto, através da redução da resolução da conversão, é possível redefinir o protocolo de transmissão de dados, permitindo que mais estações possam ser adicionadas à rede.

Em trabalhos futuros, os sinais podem ser integrados a um banco de dados e técnicas de processamento digital de sinais podem ser empregadas para o cálculo de diversos parâmetros fisiológicos, tais como saturação de oxigênio, pressão arterial não invasiva, variabilidade RR e o conjunto das derivações de Einthoven e Goldberger.

O acúmulo de dados proveniente dos pacientes cardiopatas, armazenados em banco de dados, podem ser utilizados para dimensionar a carga de atividade da sessão de reabilitação individualmente para cada paciente, levando-se em consideração as condições atuais e o retrospecto das sessões de reabilitação.

Os três canais de PPG implementados na estação portátil podem ser utilizados, juntamente com filtros adaptativos para redução dos artefatos de movimento, através de abordagens semelhantes à desenvolvida por Yao e Warren (2004).

Capítulo 6

Conclusões

*Há um ditado que ensina “o gênio é uma grande paciência”;
sem pretender ser gênio, teimei em ser um grande paciente.*

Alberto Santos Dumont (1873 - 1932)

Conforme proposto no trabalho, foi implementado um protótipo de grampo de dedo com o transdutor de fotopletismografia e circuitos eletrônicos de condicionamento e aquisição com possibilidade de alteração *on-line* da frequência de amostragem e resolução em número de *bits* da digitalização dos sinais para até três canais em comprimentos de onda de 624 nm, 880 nm e 950 nm.

Foram implementados e avaliados os circuitos eletrônicos para o condicionamento e aquisição de dois canais de sinais de eletrocardiografia de monitoração. Estes canais podem ser configurados por *hardware* (estrapes) para duas das três derivações de Einthoven. O sistema possibilita a alteração *on-line* da frequência de amostragem e da resolução em número de *bits* da digitalização dos sinais.

A transmissão *wireless* dos sinais fisiológicos utilizou o padrão IEEE 802.15.4 como solução tecnológica. Este padrão, apesar de aparentemente permitir taxa de transmissão de dados suficientemente elevada para a aplicação (115.200 bps), mostrou-se limitado para uma aplicação de alto desempenho, limitando severamente o número de usuários. Como resultado neste estágio do trabalho, conseguiu-se comunicação com dois usuários em sua configuração de desempenho máximo (2 sinais de ECG a 400 Hz em 12 *bits* e 3 sinais de PPG a 200 Hz em 12 *bits*).

O uso da interface USB para comunicação com o computador mostrou-se plenamente adequada para a aplicação, com rápido e fácil desenvolvimento, tanto de *hardware* e *firmware* na estação rádio-base como em *software* no computador.

A implementação do protocolo de comunicação para transmissão de sinais fisiológicos funcionou adequadamente, atendendo às expectativas, apesar da severa restrição de largura de banda na comunicação *wireless*.

Todos os circuitos eletrônicos foram implementados em placa de circuito impresso de face dupla e uso de componentes eletrônicos com encapsulamentos SMD.

Com o sistema de telemetria de sinais fisiológicos desenvolvido, o médico ou o profissional da área da saúde pode monitorar *on-line* a forma de onda do sinal de ECG de até duas derivações configuráveis e de até três canais de PPG do paciente em reabilitação.

Este trabalho apresentou natureza tecnológica multidisciplinar, envolvendo circuitos analógicos para sinais de baixa amplitude, projetos de circuitos digitais, fontes de alimentação lineares e chaveadas, desenvolvimento e integração de protocolos de comunicação com fio e sem fio via radiofrequência, desenvolvimento de *firmwares* embarcados em sistemas de tempo real e desenvolvimento de aplicativo com interface visual humano-computador.

Em termos de áreas de conhecimento, também integrou diversas áreas a destacar, tais como Fisiologia (sinais fisiológicos), Engenharia Biomédica (instrumentação biomédica), Engenharia Elétrica (eletrônica analógica, eletrônica digital e eletrônica de potência), Engenharia de Software (programação em tempo real e programação em máquina de estados) e Engenharia de Computação (redes de comunicação de dados e protocolos).

O foco principal do trabalho era atender as necessidades dos programas de reabilitação cardiovascular. Entretanto, outras aplicações possíveis podem incluir a monitoração de atletas de alto rendimento, desportistas e usuários comuns.

Referências Bibliográficas

ALDRICH, T. K. *Non-invasive blood component analyzer*. 2003. Uited States Patent 6.615.064.

ALEXANDER, F. Uso do sinal eletrocardiográfico para avaliação do sistema nervoso autônomo cardíaco. *Artes Médicas*, 1989. Disponível em: <<http://usr.solar.com.br/~roque/holtersna.htm>>. Acesso em: 20 de setembro de 2007.

ALLEN, J. Photoplethysmography and its application in clinical physiological measurement. *Physiological Measurement*, v. 28, p. R1–R39, 2007.

ANDERSEN, L. B.; SCHNOHR, P.; SCHROLL, M.; HEIN, H. O. All-cause mortality associated with physical activity during leisure time, work, sports, and cycling to work. *Arch Intern Med*, v. 160, n. 11, p. 1621–1628, 2000.

BAILEY, J. J.; BERSON, A. S.; GARSON, A.; HORAN, L. G.; MACFARLANE, P. W.; MORTARA, D. W.; ZYWIETZ, C. Recommendations for standardization and specifications in automated electrocardiography: bandwidth and digital signal processing. a report for health professionals by an ad hoc writing group of the committee on electrocardiography and cardiac electrophysiology of the council on clinical cardiology, american heart association. *Circulation*, v. 81, n. 2, p. 730–739, 1990.

BARKER, S. J.; TREMPER, K. K. The effect of carbon monoxide inhalation on pulse oximetry and transcutaneous po₂. *Anesthesiology*, v. 66, n. 5, p. 677–679, 1987.

BARKER, S. J.; TREMPER, K. K.; HYATT, J. Effects of methemoglobinemia on pulse oximetry and mixed venous oximetry. *Anesthesiology*, v. 70, n. 1, p. 112–117, 1989.

BARRETO, A. B.; VICENTE, L. M.; PERSAD, I. K. Adaptive cancelation of motion artifact in photoplethysmographic blood volume pulse measurements for exercise evaluation. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Proceedings of the 17th Annual International Conference*, p. 983–984, 1995.

- BERBARI, E. J. Principles of electrocardiography. In: BRONZINO, J. D. (Ed.). *The Biomedical Engineering Handbook*. 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 2000. cap. 13.
- BERENDSCHOT, T.; DELINT, P. J.; NORREN, D. van. Fundus reflectance-historical and present ideas. *Progress in Retinal and Eye Research*, v. 22, n. 2, p. 171–200, 2003.
- BERGER, R. D.; KASPER, E. K.; BAUGHMAN, K. L.; MARBAN, E.; CALKINS, H.; TOMASELLI, G. F. Beat-to-beat qt interval variability novel evidence for repolarization lability in ischemic and nonischemic dilated cardiomyopathy. *Circulation*, v. 96, n. 5, p. 1557–1565, 1997.
- BERNHARDT, J.; DEWEY, H.; THRIFT, A.; DONNAN, G. Inactive and alone: physical activity within the first 14 days of acute stroke unit care. *Stroke*, v. 35, n. 4, p. 1005–1009, 2004.
- BERTEMES, P.; AZEVEDO, F. M.; MARINO-NETO, J. A proposal of a telemetry system for bioelectrical signal monitoring. *Annales del XV Congreso Anual de la Sociedad Española de ingeniería Biomédica*, v. 15, p. 140–143, 1997.
- BLACKBURN, H.; KEYS, A.; SIMONSON, E.; RAUTAHARJU, P.; PUNSAR, S. The electrocardiogram in population studies a classification system. *Circulation*, v. 21, n. 6, p. 1160–1175, 1960.
- BLACKBURN, H.; TAYLOR, H. L.; VASQUEZ, C. L.; PUCHNER, T. C. The electrocardiogram during exercise findings in bipolar chest leads of 1,449 middle-aged men, at moderate work levels. *Circulation*, v. 34, n. 6, p. 1034–1043, 1966.
- BLUETOOTH. *Sítio oficial*. 2007. Disponível em: <<http://www.bluetooth.com>>. Acesso em: 13 de junho de 2007.
- BLUETOOTH SPECIAL INTEREST GROUP. *Sítio oficial*. 2007. Disponível em: <<http://www.bluetooth.org>>. Acesso em: 13 de junho de 2007.
- BONHO, S.; KOLM, D.; BAGGIO, J. F. R.; SCHWARZ, L.; MORAES, R. Monitoração de sinais de ecg pela internet em tempo real. *Anais do X Congresso Brasileiro de Informática em Saúde*, v. 1, p. 1284–1288, 2006a.
- BONHO, S.; KOLM, D.; MORAES, R. Sistema portátil para monitoração remota de sinais de ecg pela internet. *Anais do XX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica*, p. 1372–1375, 2006b.
- BONHO, S.; KOLM D BAGGIO, J. F. R.; MORAES, R. Microprocessor-based system to ecg monitoring through internet. *World Congress of Medical Physics and Biomedical Engineering*, p. 3867–3870, 2006c.

- BRUGGEMANN, T.; ANDRESEN, D.; SCHRODER, R. Frequency response characteristics of ambulatory ecg monitoring systems and their influence on st-segment performance. *Computers in Cardiology 1988. Proceedings.*, p. 93–96, 1988.
- BURKE, M. J.; GLEESON, D. T. A micropower dry-electrode ecg preamplifier. *IEEE Transaction on Biomedical Engineering*, v. 47, n. 2, p. 155–162, 2000.
- CAMPBELL, N. C.; THAIN, J.; DEANS, H. G.; RITCHIE, L. D.; RAWLES, J. M. Secondary prevention in coronary heart disease: baseline survey of provision in general practice. *British Medical Journal*, v. 316, n. 7142, p. 1430–1434, 1998.
- CARVALHO, T. Reabilitação cardiopulmonar e metabólica: aspectos práticos e responsabilidades. *Revista Brasileira de Medicina do Esporte*, v. 11, n. 6, p. 313–318, 2005.
- CARVALHO, T. de; CURI, A. L. H.; ANDRADE, D. F.; SINGER, J. da M.; BENETTI, M.; MANSUR, A. J. Reabilitação cardiovascular de portadores de cardiopatia isquêmica submetidos a tratamento clínico, angioplastia coronariana transluminal percutânea e revascularização cirúrgica do miocárdio. *Arquivos Brasileiros de Cardiologia*, v. 88, n. 1, 2007.
- CHANCE, B.; LEIGH, J. S.; MIYAKE, H.; SMITH, D. S.; NIOKA, S.; GREENFELD, R.; FINANDER, M.; KAUFMANN, K.; LEVY, W.; YOUNG, M.; COHEN, P.; YOSHIOKA, H.; BORETSKY, R. Comparison of time-resolved and-unresolved measurements of deoxyhemoglobin in brain. *Proceedings of the National Academy of Sciences*, v. 85, n. 14, p. 4971–4975, 1988.
- CHOI, S.; MIN, K.; KIM, N. N.; MUNARRIZ, R.; GOLDSTEIN, I.; TRAISH, A. M. Laser oximetry: A novel noninvasive method to determine changes in penile hemodynamics in an anesthetized rabbit model. *Journal of Andrology*, v. 23, n. 2, p. 278–283, 2002.
- CONTROL 4. *Sítio oficial*. 2007. Disponível em: <<http://www.control4.com>>. Acesso em: 14 de junho de 2007.
- COPE, M. *The Application of Near Infrared Spectroscopy to Non Invasive Monitoring of Cerebral Oxigenation in the Newborn Infant*. Dissertação (Mestrado) — University College London, 1991.
- CORREA, R. S. *Desenvolvimento de Software para Monitoração e Análise de Pacientes em Programas de Reabilitação Cardíaca*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, maio de 2005.

- CUSATIS, M. W.; MARQUES, J. L. B. Análise da variabilidade da frequência cardíaca para detecção de neuropatia autônoma em pacientes diabéticos. *Anais do IV Forum Nacional de Ciência e Tecnologia em Saúde*, p. 473–474, 1998a.
- CUSATIS, M. W.; MARQUES, J. L. B. Toolbox para análise da variabilidade da frequência cardíaca. *Anais do I Congresso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica*, p. 195–198, 1998b.
- CUSATIS, M. W.; MARQUES, J. L. B. Software para o estudo da variabilidade da frequência cardíaca em indivíduos normais e portadores de disfunção do sistema nervoso autônomo. *CD-ROM do XII Congreso Argentino de Bioingeniería*, 1999.
- DESPOPOULOS, A.; SILBERNAGL, S. *Color Atlas of Physiology*. [S.l.]: Thieme, 2003.
- DOWLA, F. U.; SKOKOWSKI, P. G.; LEACH, R. R. J. Neural networks and wavelet analysis in the computer interpretation of pulse oximetry data. *IEEE Workshop on Neural Networks for Signal Processing*, p. 527–536, 1996.
- DUFFIN, J.; MARTIN, B.; COOPER, J. D. Control, monitor and alarm system for clinical application of a membrane oxygenator. *Canadian Journal of Anesthesia*, v. 23, n. 2, p. 143, 1976.
- FISCH, C. Centennial of the string galvanometer and the electrocardiogram. *Journal of the American College of Cardiology*, v. 36, n. 6, p. 1737–1745, 2000.
- FITZGERALD, J. T.; DEMOS, S.; MICHALOPOULOU, A.; PIERCE, J. L.; TROPPEMANN, C. Assessment of renal ischemia by optical spectroscopy. *Journal of Surgical Research*, v. 122, n. 1, p. 21–28, 2004a.
- FITZGERALD, J. T.; MICHALOPOULOU, A. P.; TROPPEMANN, C.; DEMOS, S. G. Spectroscopic monitoring of kidney tissue ischemic injury. *Proceedings of SPIE*, v. 5326, p. 25–29, 2004b.
- FLETCHER, G. F.; BALADY, G. J.; AMSTERDAM, E. A.; CHAITMAN, B.; ECKEL, R.; FLEG, J.; FROELICHER, V. F.; LEON, A. S.; PINA, I. L.; RODNEY, R.; SIMONS-MORTON, D. A.; A, W. M.; BAZZARRE, T. Exercise standards for testing and training: a statement for healthcare professionals from the american heart association. *Circulation*, v. 104, n. 14, p. 1694–1740, 2001.
- FLOCK, S. T.; PATTERSON, M. S.; WILSON, B. C.; WYMAN, D. R. Monte carlo modeling of light propagation in highly scattering tissues. i. model predictions and comparison with diffusion theory. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 36, n. 12, p. 1162–1168, 1989.
- FLOCK, S. T.; WILSON, B. C.; PATTERSON, M. S. Monte carlo modeling of light propagation in highly scattering tissues. ii. comparison with measurements in phantoms. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 36, n. 12, p. 1169–1173, 1989.

- FRANCESCHINI, M. A.; FANTINI, S.; CERUSSI, A. E.; BARBIERI, B.; CHANCE, B.; GRATTON, E. Quantitative spectroscopic determination of hemoglobin concentration and saturation in a turbid medium: Analysis of the effect of water absorption. *Journal Biomedical Optics*, v. 2, n. 2, p. 147–153, 1997.
- GAMERO, F. U.; USHIZIMA, M. R.; CESTARI, I. A. Real time monitoring of oxygen saturation in extracorporeal circulation using an optical reflectance transducer. *Artificial Organs*, v. 25, n. 11, p. 890–894, 2001.
- GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B. Estudo para a detecção não-invasiva de hipoglicemia baseada na análise do eletrocardiograma. *Anais II Congresso Latinoamericano de Engenharia Biomédica*, 2001a.
- GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B. Sistema portátil para a aquisição simplificada do ecg: Uma etapa preliminar para detecção automática da hipoglicemia. *Anais XII Congreso Argentino de Bioingeniería*, 2001b.
- GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B. A new index for the quantitation of the ventricular repolarization. *International Journal of Bioelectromagnetism*, v. 4, n. 2, p. 249–250, 2002a.
- GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B. A beat-to-beat ventricular repolarization analysis based on wavelet transform applied to the detection of hypoglycaemia. *IFMBE Proceedings*, v. 1, p. 356–357, 2002b.
- GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B. Abordagem diferenciada para a caracterização de repolarização ventricular durante hipoglicemia. *Anais XVIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica. São José dos Campos - SP*, v. 5, p. 329–333, 2002c.
- GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B.; JAMES, R. A.; MURRAY, A. Characterization of changes in cardiac repolarisation during hypoglycaemia. *IFMBE Proceedings*, v. 5, n. 1, p. 1071–1074, 2004.
- GEDDES, L. A. Heritage of the tissue-bed oximeter. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, v. 16, n. 2, p. 87–91, 1997.
- GIASSI-JR, P.; LEITE, J. A. N.; PEDERIVA, C. N.; HOELLER, A. A.; SCHWARZ, L.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO-NETO, J. Etofisiógrafo: Um sistema telemétrico para o registro sincronizado de variáveis fisiológicas e comportamentais. *Anais do X Congresso Brasileiro de Informática em Saúde*, v. 10, p. 768–772, 2006.

GIBBONS, L. W.; BLAIR, S. N.; COOPER, K. H.; SMITH, M. Association between coronary heart disease risk factors and physical fitness in healthy adult women. *Circulation*, v. 67, n. 5, p. 977–983, 1983.

GIELEN, S.; SCHULER, G.; HAMBRECHT, R. Exercise training in coronary artery disease and coronary vasomotion. *Circulation*, v. 103, n. 1, p. E1–E6, 2001.

GÁMIZ, J. L. P.; JIMÉNEZ, A. A.; JUANATEY, J. R. G.; HUERTA, E. M.; MARTÍN-AMBROSIO, E. S. Guías de práctica clínica de la sociedad española de cardiología en la monitorización ambulatoria del electrocardiograma y presión arterial. *Rev Esp Cardiol*, v. 53, p. 91–109, 2000.

GODOY, M.; BELLINI, A. J.; PASSARO, L. C.; MASTROCOLLA, L. E.; SBISSA, A. S.; ARAÚJO, C. G. S. de; BRITO, F. S. de; TORRES, F. C.; TEIXEIRA, F. D.; Fº, J. A. O. I consenso nacional de reabilitação cardiovascular. *Arquivos Brasileiros de Cardiologia*, v. 69, n. 4, p. 267–291, 1997.

GRONER, W.; NADEAU, R. G. *Method and apparatus for reflected imaging analysis*. 1999b. United States Patent 5.983.120.

GRONER, W.; WINKELMAN, J. W.; HARRIS, A. G.; INCE, C.; BOUMA, G. J.; MESSMER, K.; NADEAU, R. G. Orthogonal polarization spectral imaging: a new method for study of the microcirculation. *Nat Med*, v. 5, n. 10, p. 1209–1212, 1999a.

GUYTON, A. C.; HALL, J. E. *Tratado de Fisiologia Médica*. 10. ed. Rio de Janeiro: Editora Guanabara Koogan, 2002.

HALL, J. W.; POLLARD, A. Near-infrared spectrophotometry: a new dimension in clinical chemistry. *Clinical Chemistry*, v. 38, n. 9, p. 1623–1631, 1992.

HASKELL, W. L. Cardiovascular complications during exercise training of cardiac patients. *Circulation*, v. 57, n. 5, p. 920–924, 1978.

HASKELL, W. L.; ALDERMAN, E. L.; FAIR, J. M.; MARON, D. J.; MACKEY, S. F.; SUPERKO, H. R.; WILLIAMS, P. T.; JOHNSTONE, I. M.; CHAMPAGNE, M. A.; KRAUSS, R. M. Effects of intensive multiple risk factor reduction on coronary atherosclerosis and clinical cardiac events in men and women with coronary artery disease. the stanford coronary risk intervention project (scrip). *Circulation*, v. 89, n. 3, p. 975–990, 1994.

HAYES, M. J.; SMITH, P. R. A new method for pulse oximetry possessing inherent insensitivity to artifact. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 48, n. 4, p. 452–461, 2001.

- HUTTUNEN, J. K.; LANSIMIES, E.; VOUTILAINEN, E.; EHNHOLM, C.; HIETANEN, E.; PENTTILA, I.; SIITONEN, O.; RAURAMAA, R. Effect of moderate physical exercise on serum lipoproteins. a controlled clinical trial with special reference to serum high-density lipoproteins. *Circulation*, v. 60, n. 6, p. 1220–1229, 1979.
- IAIONE, F.; MARQUES, J. L. B. System for the analysis of the eeg changes due to hypoglycaemia. *Medical & Biological Engineering & Computing*, v. 1, p. 598–599, 2002.
- JENNINGS, G.; NELSON, L.; NESTEL, P.; ESLER, M.; KORNER, P.; BURTON, D.; BAZELMANS, J. The effects of changes in physical activity on major cardiovascular risk factors, hemodynamics, sympathetic function, and glucose utilization in man: a controlled study of four levels of activity. *Circulation*, v. 73, n. 1, p. 30–40, 1986.
- JENSEN, L. A.; ONYSKIW, J. E.; PRASAD, N. G. Meta-analysis of arterial oxygen saturation monitoring by pulse oximetry in adults. *Heart Lung*, v. 27, n. 6, p. 387–408, 1998.
- JONES, P. H.; WANG, W. M. *Method of measuring blood pressure with a plethysmograph*. 1993. United States Patent 5.269.310.
- JR, D. R. B.; HOWLEY, E. T. Limiting factors for maximum oxygen uptake and determinants of endurance performance. *Med Sci Sports Exerc*, v. 32, n. 1, p. 70–84, 2000.
- JUNG, W. *Op Amp Applications Handbook*. 1. ed. [S.l.]: Elsevier, 2005.
- KELLEHER, J. F. Pulse oximetry. *Journal of Clinical Monitoring and Computing*, v. 5, n. 1, p. 37–62, 1988.
- KESTIN, A. S.; ELLIS, P. A.; BARNARD, M. R.; ERRICHETTI, A.; ROSNER, B. A.; MICHELSON, A. D. Effect of strenuous exercise on platelet activation state and reactivity. *Circulation*, v. 88, n. 4, p. 1502–1511, 1993.
- KOLM, D.; BONHO, S.; BAGGIO, J. F. R.; MORAES, R. Módulo micro-controlado para comunicação de sinais de ecg pela internet. *Anais do IV Congresso Íbero-Americano Sobre Tecnologias de Apoio a Portadores de Deficiência*, v. 1, p. AH3–AH5, 2006b.
- KOLM, D.; TAVARES, M. C.; MORAES, R. Analisador de desfibriladores e cardioversores baseado em microcomputador com comunicação bluetooth. *Anais do XXX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica*, p. 1236–1239, 2006a.
- LEE, J. C. S.; CHEUNG, P. W.; MARBLE, D. R.; KENNY, M. A.; LANDICHO, D. Measurement of percent carboxyhemoglobin with pulse-oximetry technique. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Proceedings of the 10th Annual International Conference*, p. 1781–1782, 1988.

- LEITE, J. A. N.; GIASSI-JR, P.; PEDERIVA, C. N.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO-NETO, J. Ethophysiology: Record and analysis of synchronic physiological and behavioral variables. *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering*, v. 1, p. 1–4, 2006a.
- LEITE, J. A. N.; GIASSI-JR, P.; PEDERIVA, C. N.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO-NETO, J. Registro e análise de variáveis fisiológicas e comportamentais sincronizadas. *Anais do XX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica*, v. 20, p. 1–4, 2006b.
- LÓPEZ-HERRANZ, G. P. Oximetría de pulso: A la vanguardia en la monitorización no invasiva de la oxigenación. *Rev Med Hosp Gen Mex*, v. 66, n. 3, p. 160–169, 2003.
- MAIA, I. G.; FAGUNDES, M. L. A.; CRUZ-Fº, F. E. S.; BARBOSA, R. C. P.; ALVES, P. A. G. Contribuição de eletrocardiografia dinâmica pelo sistema holter na avaliação de pacientes com a síndrome congênita do qt longo. *Arquivos Brasileiros de Cardiologia*, v. 71, n. 1, p. 49–54, 1998.
- MAITRE, B.; SIMIŁOWSKI, T.; DERENNE, J. P. Physical examination of the adult patient with respiratory diseases: inspection and palpation. *European Respiratory Journal*, v. 8, n. 9, p. 1584–1593, 1995.
- MALMIUVO, J.; PLONSEY, R. *Bioelectromagnetism. Principles and applications of bioelectric and biomagnetic fields*. 1. ed. New York: Oxford University Press, 1995.
- MARBLE, D. R.; CHEUNG, P. W. Mathematical model of transmission pulse oximetry. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Proceedings of the 10th Annual International Conference*, p. 542–543, 1988.
- MARIEB, E. N. *Human Anatomy and Physiology*. [S.l.]: Pearson, 2004.
- MARQUES, C. M. G.; ROCHA, J. G.; MOUTINHO; SANDOVAL, R. C. B.; SOUZA, A. V.; GARCIA, E. V.; MARQUES, J. L. B. Qt interval analysis in physically active diabetic patients. *IFMBE Proceedings*, v. 11, p. 3335–3338, 2005.
- MARTINCOSKI, D. H.; MORAES, R. Tecnologia wireless bluetooth na telemedicina. *Anais do VIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica*, v. 1, p. 222, 2002.
- MAXSTREAM. *XBee / XBee-PRO OEM RF Modules*. [S.l.], 2007. Product Manual v8.x17 Beta - ZigBee Protocol.
- MENDELSON, Y.; OCHS, B. D. Noninvasive pulse oximetry utilizing skin reflectance photoplethysmography. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 35, n. 10, p. 798–805, 1988.

- MERRICK, E. B.; HAYES, T. J. Continuous, non-invasive measurements of arterial blood oxygen levels. *Hewlett-Packard J*, v. 28, n. 2, p. 2–9, 1976.
- MIGNANI, A. G.; BALDINI, F. Biomedical sensors using optical fibres. *Rep. Prog. Phys*, v. 59, p. 1–28, 1996.
- MITTAG, O.; KOLENDA, K. D.; NORDMAN, K. J.; BERNIEN, J.; MAURISCHAT, C. Return to work after myocardial infarction/coronary artery bypass grafting: patients' and physicians' initial viewpoints and outcome 12 months later. *Soc Sci Med*, v. 52, n. 9, p. 1441–1450, 2001.
- MONTELLO, M. V.; CANALLI, M. H. B. S.; KOWALSKI, M. E.; BARRETO, J. M.; MARQUES, J. L. B. Desenvolvimento de um sistema especialista para o diagnóstico precoce de complicações cardiovasculares em pacientes diabéticos. *Anais do IV Forum Nacional de Ciência e Tecnologia em Saúde*, p. 281–282, 1998.
- MONTELLO, M. V.; CANALLI, M. H. B. S.; KOWALSKI, M. E.; BARRETO, J. M.; MARQUES, J. L. B. Sistema especialista para a predição de complicações cardiovasculares em pacientes diabéticos. *Anais I Congresso Brasileiro de Computação*, p. 140–148, 2001a.
- MONTELLO, M. V.; CANALLI, M. H. B. S.; KOWALSKI, M. E.; MARQUES, J. L. B. Sistema especialista para a predição de complicações cardiovasculares integrado a um sistema de informação para o controle de pacientes com diabetes mellitus. *CD-ROM do XII Congreso Argentino de Bioingeniería*, p. 140–148, 2001b.
- MONTERO, C. J. E.; MARQUES, J. L. B. Detecção da neuropatia autonômica em pacientes diabéticos utilizando análise não linear da variabilidade da frequência cardíaca. *Anais XII Congreso Argentino de Bioingeniería*, 2001.
- MORAES, R. S.; NÓBREGA, A. C. L. da; CASTRO, R. R. T. de. Diretriz de reabilitação cardíaca. *Arq. Bras. Cardiol.*, v. 84, n. 5, p. 431–440, 2005.
- MOYLE, J. T. B. *Pulse Oximetry*. 2. ed. [S.l.]: BMJ, 1994.
- NOCETI-FILHO, S. *Filtros Seletores de Sinais*: 2a edição revisada e ampliada. [S.l.]: Editora da UFSC, 2003.
- OGAWA, T.; SPINA, R. J.; MARTIN, W. H.; KOHRT, W. M.; SCHECHTMAN, K. B.; HOLLOSZY, J. O.; EHSANI, A. A. Effects of aging, sex, and physical training on cardiovascular responses to exercise. *Circulation*, v. 86, n. 2, p. 494–503, 1992.

- OGLIARI, B.; SANDOVAL, R. C. B.; CORAL, M. H. C.; MARQUES, J. L. B. Sistema computadorizado para detecção de neuropatia autonômica diabética através da análise da variabilidade da frequência cardíaca. *CD-ROM do XII Congreso Argentino de Bioingeniería*, 1999a.
- OGLIARI, B.; SANDOVAL, R. C. B.; CORAL, M. H. C.; MARQUES, J. L. B. Análise da variabilidade da frequência cardíaca para detecção de neuropatia autônoma em pacientes diabéticos. *Anales XIII Congreso Chileno de Ingeniería Eléctrica*, p. 387–390, 1999b.
- OKAMOTO, R. M.; MARQUES, J. L. B. Redução de interferência por filtragem adaptativa aplicado ao ecg de alta resolução em registros ortogonais bipolares. *Anais do IV Forum Nacional de Ciência e Tecnologia em Saúde*, p. 475–476, 1998.
- OKAMOTO, R. M.; MARQUES, J. L. B. Software para análise do ecg em alta resolução. *CD-ROM do XII Congreso Argentino de Bioingeniería*, 1999.
- PAIM, F. C. A. *Desenvolvimento de um Sistema de Telemetria para Aquisição de Sinais Fisiológicos com Aplicação em Programas de Reabilitação Cardíaca*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, maio de 2005.
- PAIM, F. C. A.; CORREA, R. S.; MARQUES, J. L. B. Proposta de um sistema de monitoração de pacientes em programas de reabilitação cardíaca. *IFMBE Proceedings*, v. 5, n. 1, p. 469–472, 2004.
- PALODETO, V.; MARQUES, J. L. B. Ecg noise suppression using morphological operators and adaptive alpha-trimmed mean filtering. *IFMBE Proceedings*, v. 11, p. 4321–4325, 2005.
- PETRY, D.; MARQUES, J. L. B. System for ecg signals variability analysis: Heart rate variability and qt interval variability. *IFMBE Proceedings*, v. 11, p. 4093–4097, 2005.
- PETRY, D.; PALODETO, V.; SUZUKI, D. O. H.; MARQUES, J. L. B. System for ecg signals variability analysis: Heart rate variability and qt interval variability. *IFMBE Proceedings*, v. 14, p. 1053–1056, 2006.
- PIZARRO, P. J. C.; LOPES, C.; MORAES, R.; MARQUES, J. L. B. Monitoramento remoto de sinais bioelétricos. *Anais II Congresso Latinoamericano de Engenharia Biomédica*, 2001.
- PLESNILA, N.; PUTZ, C.; RINECKER, M.; WIEZORREK, J.; SCHLEINKOFER, L.; GOETZ, A. E.; KUEBLER, W. M. Measurement of absolute values of hemoglobin oxygenation in the brain of small rodents by near infrared reflection spectrophotometry. *J Neurosci Methods*, v. 114, n. 2, p. 107–117, 2002.

- POLANYI, M. L.; HEHIR, R. M. In vivo oximeter with fast dynamic response. *The Review of Scientific Instruments*, v. 33, n. 10, p. 1050–1054, 1962.
- RHEE, S.; YANG, B. H.; ASADA, H. H. Design of a artifact-free wearable plethysmographic sensor. *Proceedings of the First Joint BMES/EMBS Conference*, p. 786, 1999.
- RHEE, S.; YANG, B. H.; ASADA, H. H. Artifact-resistant, power-efficient design of finger-ring plethysmographic sensors, part i: Design and analysis. *Proceedings of the 22nd Annual International Conference*, p. 2792–2795, 2000.
- RHEE, S.; YANG, B. H.; ASADA, H. H. Artifact-resistant, power-efficient design of finger-ring plethysmographic sensors, part ii: Prototyping and benchmarking. *Proceedings of the 22nd Annual International Conference*, p. 2796–2799, 2000.
- RHEE, S.; YANG, B. H.; ASADA, H. H. Artifact-resistant power-efficient design of finger-ring plethysmographic sensors. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 48, n. 7, p. 795–805, 2001.
- RHEE, S.; YANG, B. H.; CHANG, K.; ASADA, H. H. The ring sensor: a new ambulatory wearable sensor for twenty-four hour patient monitoring. *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, v. 20, n. 4, p. 1906–1909, 1998.
- RIBEIRO, R. L.; REIS, P. F.; BOMFIM, A. S. de; BARBOSA, E. C.; BOGHOSSIAN, S. H. C.; VELOSO, H. H.; GINEFRA, P. Antigos e novos conceitos sobre a onda u do eletrocardiograma. *Revista da SOCERJ*, v. 17, n. 3, p. 192–194, 2004.
- ROBERTS, C. K.; BARNARD, R. J. Effects of exercise and diet on chronic disease. *Journal of Applied Physiology*, v. 98, n. 1, p. 3–30, 2005.
- RUSCH, T. L.; SANKAR, R.; SCHARF, J. E. Signal processing methods for pulse oximetry. *Computers in Biology and Medicine*, v. 26, n. 2, p. 143–159, 1996.
- RUSCH, T. L.; SCHARF, J. E.; SANKAR, R. Alternate pulse oximetry algorithms for spo2 computation. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Proceedings of the 16th Annual International Conference*, p. 848–849, 1994.
- SCHULER, G.; HAMBRECHT, R.; SCHLIERF, G.; NIEBAUER, J.; HAUER, K.; NEUMANN, J.; HOBERG, E.; DRINKMANN, A.; BACHER, F.; GRUNZE, M. Regular physical exercise and low-fat diet. effects on progression of coronary artery disease. *Circulation*, v. 86, n. 1, p. 1–11, 1992.

- SCHULER, G.; SCHLIERF, G.; WIRTH, A.; MAUTNER, H. P.; SCHEURLLEN, H.; THUMM, M.; ROTH, H.; SCHWARZ, F.; KOHLMEIER, M.; MEHMEL, H. C.; KÜBLER, W. Low-fat diet and regular, supervised physical exercise in patients with symptomatic coronary artery disease: reduction of stress-induced myocardial ischemia. *Circulation*, v. 77, n. 1, p. 172–181, 1988.
- SCHWARZ, L.; PAIM, F. C. A.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO-NETO, J.; MARQUES, J. L. B. Proposal of a ppg transducer for monitoring vital signals of patients in cardiopulmonary rehabilitation programs. *World Congress on Medical Physics and Biomedical Engineering*, p. 732–735, 2006a.
- SCHWARZ, L.; PAIM, F. C. A.; SOVIERZOSKI, M. A.; MARINO-NETO, J.; MARQUES, J. L. B. Proposta de um sistema para monitoração de sinais de ppg em programas de reabilitação cardiopulmonar. *Anais do XX Congresso Brasileiro de Engenharia Biomédica*, v. 20, p. 1316–1319, 2006b.
- SCHWARZ, L.; SOVIERZOSKI, M. A.; JAHNECKE, C. A. N.; SANTOS, F. C.; GIASSI-JR, P.; MARINO-NETO, J.; MARQUES, J. L. B. Proposta de um sistema de telemetria de sinais de pacientes em programas de reabilitação cardiovascular e cardiopulmonar. *Anais do X Congresso Brasileiro de Informática em Saúde, X CBIS 2006*, v. 10, p. 1115–1120, 2006c.
- SCHWEDERSKY, C.; NOCETI-FILHO, S. *SG2 - Matlab version*. 2005. Software para simulação de filtros. Disponível em: <<http://www.linse.ufsc.br/~sidnei/>>.
- SEVERINGHAUS, J. W.; ASTRUP, P.; MURRAY, J. F. Blood gas analysis and critical care medicine. *American Journal of Respiratory and Critical Care Medicine*, v. 157, n. 4, p. 114–122, 1998.
- SEVERINGHAUS, J. W.; KELLEHER, J. F. Recent developments in pulse oximetry. *Anesthesiology*, v. 76, n. 6, p. 1018–1038, 1992.
- SHEPHARD, R. J.; BALADY, G. J. Exercise as cardiovascular therapy. *Circulation*, v. 99, n. 7, p. 963–972, 1999.
- SHIAO, S. Y. P. Functional versus fractional oxygen saturation readings: Bias and agreement using simulated solutions and adult blood. *Biological Research For Nursing*, v. 3, n. 4, p. 210, 2002.
- SHUAIB, K.; BOULMALF, M.; SALLABI, F.; LAKAS, A. Co-existence of zigbee and wlan - a performance study. *IFIP International Conference on Wireless and Optical Communications Networks 2006*, p. 40–46, 2006.
- STEPHEN, C. R.; SLATER, H. M.; JOHNSON, A. L.; SEKELJ, P. The oximeter - a technical aid for the anesthesiologist. *Anesthesiology*, v. 12, n. 5, p. 541–555, 1951.

- TAKATINI, S.; NODA, H.; TAKANO, H.; AKUTSU, T. A miniature hybrid reflection type optical sensor for measurement of hemoglobin content and oxygen saturation of whole blood. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 35, n. 3, p. 187–198, 1988.
- TATEISHI, N.; MAEDA, N.; SHIGA, T. A method for measuring the rate of oxygen release from single microvessels. *Circulation Research*, v. 70, n. 4, p. 812–819, 1992.
- TAYLOR, R. S.; BROWN, A.; EBRAHIM, S.; JOLLIFFE, J.; NOORANI, H.; REES, K.; SKIDMORE, B.; STONE, J. A.; THOMPSON, D. R.; OLDRIDGE, N. Exercise-based rehabilitation for patients with coronary heart disease: systematic review and meta-analysis of randomized controlled trials. *The American Journal of Medicine*, v. 116, n. 10, p. 682–692, 2004.
- TOMPKINS, W. J. *Biomedical Digital Signal Processing*. 1. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, 1995.
- TREMPER, K. K. Pulse oximetry. *Chest*, v. 95, n. 4, p. 713–715, 1989.
- TRUSWELL, A. S. Cereal grains and coronary heart disease. *European Journal of Clinical Nutrition*, v. 56, p. 1–14, 2002.
- USHIZIMA, M. R.; MUHLEN, S. S.; CESTARI, I. A. A low-cost transmittance transducer for measurement of blood oxygen saturation in extracorporeal circuits. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 48, n. 4, p. 495–499, 2001.
- VICENTE, L. M.; BARRETO, A. B.; TABERNER, A. M. Adaptive pre-processing of photoplethysmographic blood volume pulse measurements. *IEEE Proceedings of the 15th Southern Biomedical Engineering Conference*, p. 114–117, 1996.
- VICENTE, L. M.; BARRETO, A. B.; TABERNER, A. M. Dsp removal of respiratory trend in photoplethysmographic blood volume pulse measurements. *IEEE Proceedings of the 15th Southern Biomedical Engineering Conference*, p. 96–98, 1996.
- WALLER, A. D. A demonstration of man of electromotive changes accompanying the heart's beat. *Annals of Noninvasive Electrocardiology*, v. 9, n. 2, p. 189–191, 2004. Republicação do artigo original de 1887.
- WARBURTON, D. E. R.; NICOL, C. W.; BREDIN, S. S. D. Health benefits of physical activity: the evidence. v. 174, n. 6, p. 801–809, 2006.
- WI-FI ALLIANCE. *Sítio oficial*. 2007. Disponível em: <<http://wi-fi.org>>. Acesso em: 14 de junho de 2007.

- WICKRAMASINGHE, Y.; SPENCER, S. A. Photoplethysmography: a futuristic view for neonatal care. *Acta Paediatrica*, v. 89, n. 7, p. 769–770, 2000.
- WIDMAIERS, E. P.; RAFF, H.; STRANG, K. T. *Vander's Human Physiology*. [S.l.]: McGraw-Hill, 2006.
- WILSON, J. R.; MARTIN, J. L.; SCHWARTZ, D.; FERRARO, N. Exercise intolerance in patients with chronic heart failure: role of impaired nutritive flow to skeletal muscle. *Circulation*, v. 69, n. 6, p. 1079–1087, 1984.
- YANG, B. H.; RHEE, S.; ASADA, H. H. A twenty-four hour tele-nursing system using a ring sensor. *Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Robotics & Automation*, p. 387–392, 1998.
- YAO, J.; WARREN, S. A novel algorithm to separate motion artifacts from photoplethysmographic signals obtained with a reflectance pulse oximeter. *Proceedings of the 26th Annual International Conference of the IEEE EMBS*, p. 2153–2156, 2004.
- YEE, S.; SCHIBLI, E.; KRISHNAN, V. A proposed miniature red/infrared oximeter suitable for mounting on a catheter tip. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, v. 24, n. 2, p. 195–197, 1977.
- YOCUM, B. L.; MENDELSON, Y.; PEURA, R. A. Design of a reflective pulse oximeter sensor and its evaluation in swine. *Proceedings of the 1989 Fifteenth Annual Northeast Bioengineering Conference*, p. 239–240, 1989.
- ZIGBEE ALLIANCE. *Sítio oficial*. 2007. Disponível em: <<http://www.zigbee.com>>. Acesso em: 13 de junho de 2007.
- ZUZAK, K. J.; SCHAEFERLE, M. D.; GLADWIN, M. T.; III, R. O. C.; LEVIN, I. W. Noninvasive Determination of Spatially Resolved and Time-Resolved Tissue Perfusion in Humans During Nitric Oxide Inhibition and Inhalation by Use of a Visible-Reflectance Hyperspectral Imaging Technique. *Circulation*, v. 104, p. 2905–2910, 2001.

ANEXOS

Apêndice A

Ficha Técnica

As tabelas A.1 e A.2 apresentam a ficha técnica com as características do protótipo apresentado.

Tabela A.1: Ficha técnica da estação rádio-base.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO	
ESTAÇÃO RÁDIO-BASE	
Alimentação	Fornecida via USB
Frequência de Operação do Rádio	2,45 GHz
Canais de Radiofrequência	1
Modulação do Transceptor de Rádio	DSSS
Potência do Transceptor de Rádio	20 dBm (100 mW)
Alcance	100 metros em campo aberto
Tipo de Antena	dipólo de quarto de onda
Impedância da Antena	50 Ω
Classificação da ANATEL	Equipamento de Radiação Restrita
Capacidade de Gerenciamento	3 a 81 estações (configurável)
Sinalizações Visuais	não possui
Conector de Alimentação	USB tipo B Fêmea
Temperatura de Trabalho	5 °C a 50 °C
Peso	150 g
Dimensões	98 mm x 86 mm x 45 mm

Tabela A.2: Ficha técnica da estação portátil.

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO ESTAÇÃO PORTÁTIL	
Alimentação	2 baterias de 9 V
Consumo	215 mA
Autonomia de Bateria	2,5 h
Entradas de Sinal de Eletrocardiografia	2 canais configuráveis no equipamento
Resolução do Sinal de Eletrocardiografia	8 ou 12 <i>bits</i> configurável por <i>software</i>
Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR)	110 dB
Impedância de Entrada do Canal de ECG	> 20 M Ω @ DC, diferencial
Faixa de Frequência do Canal de ECG	0,5 Hz a 120 Hz
Comutação de Faixas de Frequências do Canal de ECG	não
Entradas de Sinal de Fotopletismografia	3 canais fixos
Resolução do Sinal de Fotopletismografia	8 ou 12 <i>bits</i> configurável por <i>software</i>
Comprimentos de Onda dos Sinais de Fotopletismografia	624 nm, 880 nm e 950 nm
Frequência de Operação do Rádio	2,45 GHz
Canais de Radiofrequência	1
Modulação do Transceptor de Rádio	DSSS
Potência do Transceptor de Rádio	0 dBm (1 mW)
Alcance	100 metros em campo aberto
Tipo de Antena	dipólo de quarto de onda
Impedância da Antena	50 Ω
Classificação da ANATEL	Equipamento de Radiação Restrita
Controles	Botão de Alimentação
Sinalizações Visuais	2 LEDs
Conector para ECG e PPG	DB15
Classificação de Segurança	(NBR IEC 601-1/1994)
Temperatura de Trabalho	5 °C a 50 °C
Peso	203 g (baterias não inclusas)
Dimensões	116 mm x 106 mm x 15 mm